

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra výkonové elektroniky a elektrických pohonů

**Modelování a simulace asynchronního motoru pro
napájení z měniče kmitočtu**

**Modelling and Simulation of Induction Motor for
Supplying from Frequency Converter**

2009

Michael Kačník

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Michael Kačník**

Studijní program: N2649 Elektrotechnika

Studijní obor: 2612T015 Elektronika

Téma: Modelování a simulace asynchronního motoru pro napájení z měniče
kmitočtu
Modelling and Simulation of Induction Motor for Supplying from
Frequency Converter

Zásady pro vypracování:

1. Sestavení matematického modelu asynchronního motoru
2. Vytvoření simulačního modelu pohonu s asynchronním motorem
3. Simulační ověření vlastností pohonu s asynchronním motorem

Seznam doporučené odborné literatury:

Podle pokynů vedoucího diplomové práce

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

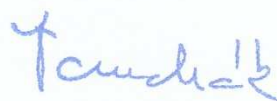
Vedoucí diplomové práce: **doc. Ing. Ivo Neborák, CSc.**

Datum zadání: 15.11.2008

Datum odevzdání: 09.05.2009



prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.
vedoucí katedry



prof. Ing. Ivo Vondrák, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vykonal samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny, ze kterých jsem čerpal.

Chtě bych velice poděkovat vedoucímu diplomové práce panu doc. Ing. Ivo Neborákovi, CSc. za odbornou pomoc, kterou mi poskytnul při řešení této práce.

V Ostravě, dne 7. května 2009

Podpis

Abstrakt

Cílem této diplomové práce bylo vytvoření matematického a simulačního modelu asynchronního motoru pro napájení z měniče kmitočtu. Byly vytvořeny celkem tři samostatné matematické modely asynchronního motoru s uvažováním elektromagnetických přechodných dějů. Jako první byl vytvořen model asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu. Tento model posloužil jako základ pro vytvoření následujících modelů asynchronního motoru. Dále byly vytvořeny tokový a proudový model s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu. Jako poslední byl vytvořen matematický model měniče kmitočtu s napěťovým střídačem. Na základě těchto matematických modelů bylo vytvořeno šest samostatných simulačních modelů ve speciálním software MATLAB – Simulink 5.3. Na všech simulačních modelech byly odsimulovány průběhy výstupních veličin pro ověření korektního vytvoření jak matematických tak simulačních modelů. Odsimulované průběhy důležitých výstupních veličin byly pro tokové a proudové modely asynchronního motoru navzájem porovnány.

Klíčová slova

Asynchronní motor, měnič kmitočtu, matematický model, tokový model, proudový model, nasycení hlavního magnetického obvodu, simulační model, simulace, MATLAB – Simulink

Abstract

Direction of this thesis was creating mathematical and simulation model of induction motor for supplying from frequency converter. Were created three separate mathematical models of induction motor that take into account the electromagnetic processes. At first was created model of induction motor that doesn't take into account the main magnetic circuit saturation. This model served as a ground for creation following models of induction motor. Further were created flux and current models that take into account the main magnetic circuit saturation. At last was created mathematical model of frequency converter. In terms of these mathematical models were created six separate simulation models in special software MATLAB - Simulink 5.3. For examination of correct creation mathematical and simulation models were on all simulation models simulated curves of output signals. Important simulated curves of output signals from flux and current models of induction motor were compared each other.

Keywords

Induction motor, frequency converter, mathematical model, flux model, current model, main magnetic circuit saturation, simulation model, simulation, MATLAB – Simulink

Seznam základního použitého označení

Značky a symboly:

AM	asynchronní motor	
SOS	systém orientovaných souřadnic	[x, y]
SRS	systém rotorových souřadnic	[d, q]
SSS	systém statorových souřadnic	[α , β]
T2/3	transformace 2/3	
T3/2	transformace 3/2	
2p	[-]	počet pólů
f	[Hz]	frekvence
i, I	[A]	proud
J	[kg m ²]	moment setrvačnosti
L	[H]	indukčnost
M	[Nm]	moment
M	[H]	vzájemná indukčnost
n	[ot/min]	otáčky
p	[-]	počet pólových dvojic
p	[-]	operátor v <i>Laplaceově transformaci</i>
P	[W]	výkon
R	[Ω]	činný odpor
t	[s]	čas
u, U	[V]	napětí
x		vstupní proměnná
y		výstupní proměnná
Ω_m	[rad/s]	mechanická úhlová rychlost
Ψ	[Wb]	spřažený magnetický tok
φ	[-]	poměrný spřažený magnetický tok
θ	[rad]	úhel natočení rotoru
σ	[-]	činitel celkového rozptylu
ω	[rad/s]	elektrická úhlová rychlost

Indexy:

0	nulová (netočivá) složka
a	statorová fáze a
b	statorová fáze b
c	statorová fáze c
c	celkový
d	reálná osa rotorového souřadného systému
e	elektromagnetický
ef	efektivní
el	elektrický
h	hlavní
L	zátěžný
m	mechanický, magnetizační

\max	maximální
\min	minimální
n	jmenovitý
q	imaginární osa rotorového souřadného systému
r	rotorový, referenční
s	statorový
u	reálná osa obecného souřadného systému
v	imaginární osa obecného souřadného systému
x	reálná osa orientovaného souřadného systému
y	imaginární osa orientovaného souřadného systému
α	reálná osa statorového souřadného systému
β	imaginární osa statorového souřadného systému
σ	rozptylový

Exponenty:

$*$	žádaná hodnota
r	v rotorové souřadné soustavě
s	ve statorové souřadné soustavě
k	v obecné souřadné soustavě

Úvod	1
1 Matematický model asynchronního motoru pro napájení z měniče kmitočtu	3
1.1 Matematický model asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu	3
1.2 Matematický tokový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu	11
1.3 Matematický proudový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu	12
1.4 Matematický model měniče kmitočtu s napěťovým střídačem	15
2 Simulační model pohonu s asynchronním motorem	17
2.1 Simulační model asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu	19
2.2 Simulační tokový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu	20
2.3 Simulační tokový model asynchronního motoru s integrovanou univerzální budicí charakteristikou	21
2.4 Simulační proudový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu	24
2.5 Simulační proudový model asynchronního motoru s integrovanou univerzální budicí charakteristikou	25
2.6 Simulační model měniče kmitočtu s napěťovým střídačem	26
2.7 Vytvoření subsystémů ze stávajících simulačních modelů	26
3 Simulační ověření vlastností pohonu s AM	29
3.1 Porovnání tokových a proudových modelů asynchronního motoru	29
Porovnání tokových modelů:	29
Porovnání proudových modelů:	29
Porovnání tokových a proudových modelů:	29
3.2 Simulace modelů asynchronního motoru při napájení harmonickým statorovým napětím	30
3.2.1 Simulace modelu asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu	30
3.2.2 Simulace tokového modelu asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu	31
3.2.3 Simulace tokového modelu AM s integrovanou univerzální budicí charakteristikou	32
3.2.4 Simulace proudového modelu AM s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu	33
3.2.5 Simulace proudového modelu AM s integrovanou univerz. budicí charakteristikou	35
3.3 Simulace modelu AM při napájení z měniče kmitočtu	36
3.3.1 Simulace modelu měniče kmitočtu s napěťovým střídačem	36
3.3.2 Simulace modelu AM bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu	37
3.4 Zhodnocení výsledků	38
Porovnání výstupních průběhů jednotlivých modelů motoru:	39
4 Závěr	41
Použitá literatura	42
Seznam příloh	43

Úvod

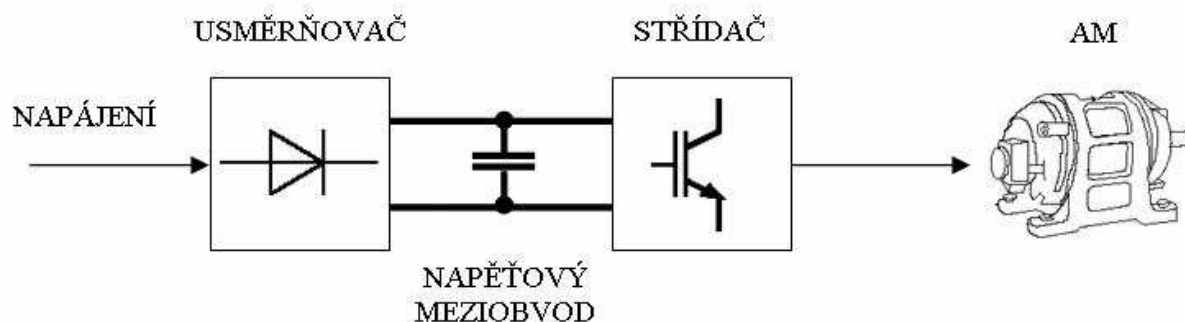
V dnešní době se začíná stále více preferovat používání střídavých pohonů s asynchronními motory, protože mají mimo jiné mnohem menší nároky na údržbu oproti dříve velmi často používaným stejnosměrným pohonům. Ve většině běžných aplikací pohonů s asynchronními motory je nutné regulovat otáčky motoru, a proto je vhodné pro napájení těchto motorů použít měnič kmitočtu s napětovým střídačem **Obr. 1.1.** V praxi nemáme vždy možnost daný pohon s asynchronním motorem bez problémů odměřit (některé provozy nelze ani na krátký čas vypnout, aniž by to způsobilo např. problémy ve výrobě, nebo je pohon teprve ve stádiu návrhu) a vyzkoušet jeho provoz při námi chtěných podmínkách, daných přizpůsobením parametrů pohonu a z výsledků takového měření pohon pro danou situaci upravit. Naskýtá se řešení pomocí provedení softwarové simulace daného pohonu.

Cílem této diplomové práce je modelování a simulace asynchronního motoru pro napájení z měniče kmitočtu. Důležitým faktorem při modelování a simulaci asynchronního motoru je nasycení hlavního magnetického obvodu, proto budou všechny vytvořené simulační modely tuto skutečnost respektovat. Pro úspěšné provedení simulace je nutné znát alespoň základní parametry daného motoru - **Tab. 1.1.** Před samotnou realizací simulace je nutná příprava ve formě vytvoření tzv. matematického modelu asynchronního motoru. Vytvoření tohoto modelu je obsahem první kapitoly. Pro vytvoření matematického modelu je nutné odvodit rovnice popisující chování daného motoru. Kapitola obsahuje dvě z možností odvození rovnic. První možností je odvození rovnic pro tokový model motoru. Druhou možností je odvození rovnic pro proudový model motoru. Jako poslední je v této kapitole odvozen matematický model měniče kmitočtu s napětovým střídačem, jehož simulační model bude později sloužit k napájení simulačních modelů asynchronního motoru vytvořených dále.

V druhé kapitole jsou realizovány již zmíněné simulační modely asynchronního motoru a měniče kmitočtu. Samotné modely vychází z rovnic odvozených v první kapitole. Jako první je vytvořen simulační model asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu. Tento simulační model slouží k porovnání vlivu nasycení hlavního magnetického obvodu na odsimulované průběhy výstupních veličin. Následně jsou vytvořeny dva simulační tokové modely asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu lišící se navzájem určením okamžité hodnoty hlavní indukčnosti. Dále jsou vytvořeny dva simulační proudové modely s uvažováním nasycení se stejným vzájemným rozdílem jako simulační tokové modely. Jako poslední je vytvořen simulační model měniče kmitočtu s napětovým střídačem. Všechny simulační modely jsou vytvořeny v softwarovém prostředí MATLAB – Simulink 5.3.

Obsahem třetí kapitoly je ověření funkčnosti vytvořených simulačních modelů. Jsou zde pro rozběh motoru při (harmonickém) napájecím statorovém napětí rovném $130 \% U_{sn}$ odsimulovány průběhy důležitých výstupních veličin asynchronního motoru. Jsou to průběhy mechanické rychlosti, momentu motoru, proudu statoru, magnetizačního proudu, hlavní indukčnosti a magnetického toku. Je zde provedeno porovnání odsimulovaných průběhů výstupních veličin modelu bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu s průběhy modelů s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu. Následuje vzájemné porovnání průběhů výstupních veličin obou tokových modelů s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu a porovnání průběhů veličin obou proudových modelů s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu. Jsou zde porovnány odsimulované průběhy výstupních veličin obou tokových modelů s průběhy příslušných proudových modelů s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu. Jako poslední jsou v této kapitole odsimulovány průběhy výstupních veličin simulačního modelu asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu, při napájení modulovaným napětím ze simulačního modelu měniče kmitočtu s napětovým střídačem (rovněž $130 \% U_{sn}$). Odsimulované průběhy tohoto modelu asynchronního motoru, při harmonickém a modulovaném napájecím napětí, jsou také porovnány.

Čtvrtá kapitola obsahuje zhodnocení a shrnutí celé práce s dosaženými výsledky a s případnými nedostatky.



Obr. 1.1. Blokové schéma měniče kmitočtu s napěťovým střídačem

Typ		P 112 M 04
Jmenovitý činný výkon	P_n	2,7 kW
Jmenovitý účinník	$\cos \varphi$	0,75
Jmenovité otáčky	n	1360 min^{-1}
Počet pólových dvojic	p	2
Jmenovitý moment	M_n	19,0 Nm
Momentová přetížitelnost	q_M	3,25
Jmenovitý moment setrvačnosti	J_c	$0,013 \text{ kgm}^2$
Jmenovité satorové napětí (ef.)	U_{sn}	380/220 V
Jmenovitý satorový proud (ef.)	I_{sn}	7,51 A
Jmenovitý rotorový proud (ef.)	I_{rn}	17,0 A
Odpor fáze statoru	R_s	$2,10 \Omega$ (teplý stav)
Přepočtený odpor fáze rotoru	R_r	$2,51 \Omega$ (teplý stav)
Rozptylová indukčnost fáze statoru	$L_{s\sigma}$	0,008 H
Rozptylová indukčnost fáze rotoru	$L_{r\sigma}$	0,008 H
Jmenovitá hlavní indukčnost	L_{hn}	0,129 H

Tab. 1.1. Parametry simulovaného asynchronního motoru

1 Matematický model asynchronního motoru pro napájení z měniče kmitočtu

1.1 Matematický model asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu

Při obecném pohledu lze asynchronní motor považovat za nelineární, mnohparametrovou soustavu. Pokud bychom chtěli takovou mnohparametrovou soustavu přesně popsat, došli bychom ke značně složitému matematickému popisu. Z tohoto důvodu se obvykle přijímají tyto zjednodušující předpoklady [9]:

- a) Stroj je symetrický, jeho vinutí je sinusově rozloženo po obvodu stroje a vzduchová mezera je konstantní
- b) Nulový vodič není připojen
- c) Ztráty v železe jsou zanedbány
- d) Odporů a indukčností jsou stejné ve všech fázích a konstantní, tj. zanedbávají se:
 - změny odporů statoru a rotoru na teplotě
 - nasycení magnetického obvodu
 - hystereze magnetického obvodu
 - změny odporů a indukčností na frekvenci (skinefekt)

Při řešení přechodných elektromagnetických dějů se také obvykle zanedbávají činný odpor a indukčnost napájecího zařízení (napájecí síť, měnič, přívody atd.)

Stator uvažujeme běžný, třífázový, rotor v provedení nakrátko nebo vinutý, s kroužky. Pro jednotlivá vinutí statoru i rotoru s fázemi $k = a, b, c$ – (stator), A, B, C – (rotor) jsou napěťové rovnice pro okamžité hodnoty:

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\Psi_k}{dt} \quad (1.1-1)$$

kde spřažený tok nenasyčeného stroje lze vyjádřit např. pro fázi „a“ [5]:

$$\Psi_a = L_{sa} i_a - M_{sb} i_b - M_{sc} i_c + M_{sr} \cos \theta i_A + M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) i_B + M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) i_C \quad (1.1-2)$$

Obdobné vztahy platí i pro ostatní fáze statoru a rotoru. V rovnicích je:

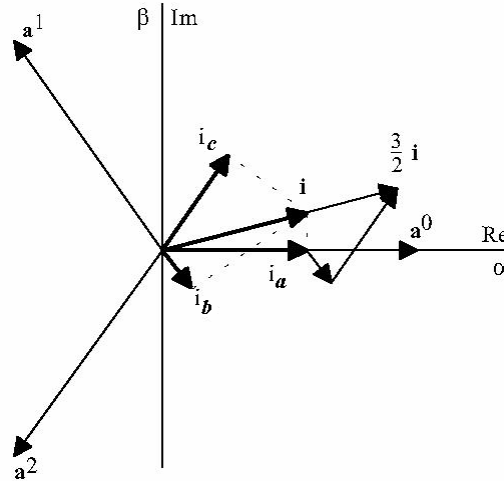
L_s ... vlastní indukčnost statorového vinutí

M_s ... vzájemná indukčnost statorového vinutí mezi různými fázemi

M_{sr} ... vzájemná indukčnost mezi fázemi statoru a rotoru

$$\theta = \int \omega dt \quad \dots \text{úhel natočení rotoru vůči statoru (elektrický)} \quad (1.1-3)$$

Matematický model asynchronního motoru se velice zjednoduší, aplikujeme-li metodu lineární, *Parkovy transformace* trojfázové soustavy na ekvivalentní dvojfázovou, pomocí tzv. komplexních prostorových vektorů, které lze považovat za formálně zavedené symboly v komplexní rovině. Prostorové vektory svou polohou určují prostorovou polohu maxim sledovaných veličin **Obr. 1.2.**[1]:

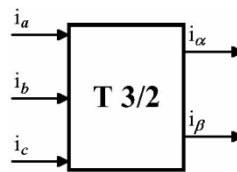


Obr. 1.2. Definice prostorového vektoru

Tímto odstraníme závislost koeficientů na úhlu natočení rotoru θ . Navíc za předpokladu nepřipojeného nulového vodiče motoru, resp. symetrického zdroje napětí platí:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad \text{resp.} \quad u_a + u_b + u_c = 0 \quad (1.1-4,5)$$

Tato podmínka symetrie platí i pro ostatní veličiny (např. pro magnetická spřažení) a po transformaci se tak sníží počet diferenciálních rovnic na 2/3 (neuplatní se nulové složky veličin). Pak tedy můžeme hovořit o tzv. dvousložkovém modelu asynchronního motoru a transformaci $T_{3/2}$ **Obr. 1.3.**, resp. $T_{2/3}$ [1]:



Obr. 1.3. Transformace 3/2

Parkova transformace: (např. pro proud)

$$\begin{aligned} \mathbf{i} &= i_\alpha + j i_\beta = \frac{2}{3} \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = |\mathbf{i}| e^{j\epsilon} = \\ &= \frac{2}{3} \left[i_a + i_b \left(\cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \left(\cos \frac{4\pi}{3} + j \sin \frac{4\pi}{3} \right) \right] = \\ &= \frac{1}{3} (2i_a - i_b - i_c) + j \frac{\sqrt{3}}{3} (i_b - i_c) \end{aligned} \quad (1.1-6)$$

$$\text{tj. } i_\alpha = \frac{1}{3}(2i_a - i_b - i_c) \quad i_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c) \quad (1.1-7, 8)$$

a při splnění podmínek symetrie (1.1-4), resp. (1.1-5) pak

$$i_\alpha = i_a \quad i_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}}(0,5i_a + i_b) \quad (1.1-9, 10)$$

Všechny veličiny, které jsou zde uvedeny, jsou obecně funkcí času.

Zpětná transformace:

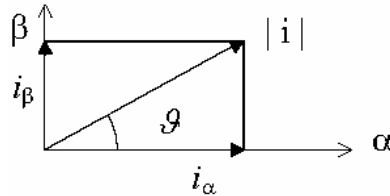
$$i_a = i_\alpha + i_0 \quad i_b = \left(-\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta\right) + i_0 \quad i_c = \left(-\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta\right) + i_0 \quad (1.1-11, 12, 13)$$

kde tzv. nulová složka i_0 je svázána s fázovými hodnotami vztahem:

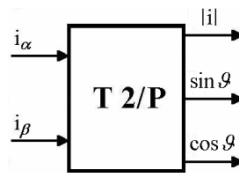
$$i_0 = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \quad (1.1-14)$$

Při opětovném splnění podmínek symetrie se nulová složka neuplatní.

Prostorový vektor je také možné vyjádřit pomocí absolutní hodnoty a úhlu – viz **Obr. 1.4.** (polární souřadnice), pak hovoříme o transformaci 2/P **Obr. 1.5.**, resp. zpětné P/2 [1]:



Obr. 1.4. Znázornění prostorového vektoru proudu v souřadné soustavě statoru



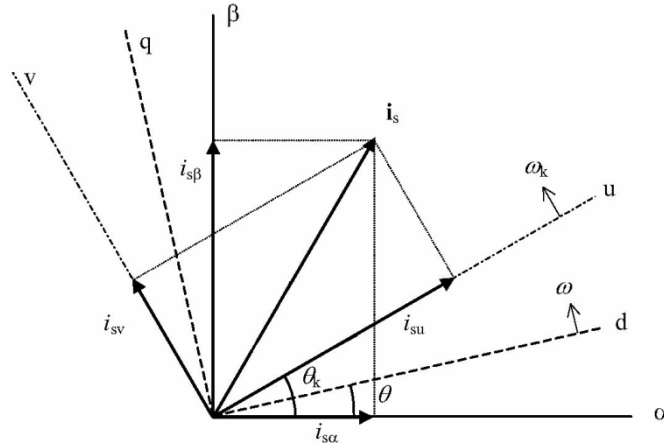
Obr. 1.5. Transformace 2/P

$$|i| = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad \sin \vartheta = \frac{i_\beta}{|i|} \quad \cos \vartheta = \frac{i_\alpha}{|i|} \quad (1-15, 16, 17)$$

Zpětná transformace:

$$i_{\alpha} = |\mathbf{i}| \cos \vartheta \quad i_{\beta} = |\mathbf{i}| \sin \vartheta \quad (1-18, 19)$$

Prostorové vektory můžeme zobrazovat v různých komplexních rovinách. Podle zvolené úhlové rychlosti ω_k , kterou rotuje komplexní rovina vůči statoru pak rozlišujeme tři komplexní systémy souřadnic – viz následující **Obr. 1.6.** a **Tab 1.2.** [1, 9]:



Obr. 1.6. Zobrazení prostorového vektoru v souřadných soustavách

Kompl. rovina	Úhlová rychlost	Ozn. os	Název souřadné soustavy	Příklad použití
s	0	α, β	spojený se státorem	při simulaci v časové oblasti dostáváme skutečné časové průběhy veličin - např. při zkoumání neharmonického napájení motoru z měniče kmitočtu
p	ω_s	x, y	spojený s magnet. polem	při harmonickém napájení se střídavé veličiny zobrazují jako stejnosměrné - např. při zkoumání přechodových dějů motoru jako členu regulačního systému
r	ω	d, q	spojený s rotorem	při zkoumání motoru, zapojeného do kaskády, tj. při dalším zpracování veličin rotoru
k	ω_k	u, v	rotující všeobecnou úhlovou rychlostí	při vysvětlování, když se neklade důraz na žádný ze souřadnicových systémů

Tab. 1.2. Porovnání souřadných soustav

Transformace prostorového vektoru proudu ze statorového souřadného systému s (α, β) do obecného souřadného systému k (u, v):

$$\mathbf{i}_s^k = i_{su} + ji_{sv} = \mathbf{i}_s^s e^{-j\theta_k} = (i_{s\alpha} + ji_{s\beta})(\cos(-\theta_k) + j\sin(-\theta_k)) = (i_{s\alpha} + ji_{s\beta})(\cos\theta_k - j\sin\theta_k) =$$

$$= i_{s\alpha} \cos\theta_k + i_{s\beta} \sin\theta_k + j(-i_{s\alpha} \sin\theta_k + i_{s\beta} \cos\theta_k) \quad (1.1-20)$$

$$\text{tj. } i_{su} = i_{s\alpha} \cos\theta_k + i_{s\beta} \sin\theta_k \quad i_{sv} = -i_{s\alpha} \sin\theta_k + i_{s\beta} \cos\theta_k \quad (1.1-21, 22)$$

Zpětná transformace:

$$\mathbf{i}_s^s = (i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) = \frac{\mathbf{i}_s^k}{e^{-j\theta_k}} = \mathbf{i}_s^k e^{j\theta_k} = (i_{su} + ji_{sv})(\cos\theta_k + j\sin\theta_k) =$$

$$= i_{su} \cos\theta_k - i_{sv} \sin\theta_k + j(i_{su} \sin\theta_k + i_{sv} \cos\theta_k) \quad (1.1-23)$$

$$\text{tj. } i_{s\alpha} = i_{su} \cos\theta_k - i_{sv} \sin\theta_k \quad i_{s\beta} = i_{su} \sin\theta_k + i_{sv} \cos\theta_k \quad (1.1-24, 25)$$

Stejným způsobem bychom mohli transformovat např. ze souřadného systému (α, β) do souřadného systému (d, q), pouze obměnou transformačního úhlu θ_k za úhel θ .

Kvůli zobecnění modelu asynchronního motoru ho v simulačním programu Matlab 5.3 sestavíme v obecném souřadném systému. Aby bylo možné v modelu simulovat všechny již zmíněné souřadné systémy, bude v něm samozřejmě umožněno zadat libovolnou hodnotu ω_k .

Všechny hodnoty rotorových parametrů použité pro vytvoření následujících simulačních modelů byly přepočteny na stator.

Ve všech případech, kdy se zabýváme řešením přechodných dějů probíhajících u asynchronního motoru při změně jakékoli veličiny, musíme provést transformaci prostorových vektorů veličin statoru i rotoru do libovolné, ale shodné komplexní roviny. Tato rovina musí rotovat příslušnou úhlovou rychlostí.

Pro asynchronní motor se symetrickým trojfázovým statorovým a rotorovým vinutím lze napsat napěťovou rovnici statoru v komplexní rovině spojené se statorem (souřadný systém α, β) ve tvaru [1]:

$$\mathbf{u}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s^s}{dt} \quad (1.1-26)$$

Prostorový vektor rotorového napětí v komplexní rovině spojené s rotorem (souřadný systém d, q) rotující úhlovou rychlostí ω , lze vyjádřit ve tvaru:

$$\mathbf{u}_r^r = R_r \mathbf{i}_r^r + \frac{d\mathbf{\Psi}_r^r}{dt} \quad (1.1-27)$$

Při použití transformačních rovnic převedeme rovnice (1.1-26) a (1.1-27) do obecného souřadného systému (u, v) [9]:

$$\frac{d\mathbf{\Psi}_s^s}{dt} = \frac{d(\mathbf{\Psi}_s^k e^{j\theta_k})}{dt} = \frac{d\mathbf{\Psi}_s^k}{dt} e^{j\theta_k} + j\omega_k \mathbf{\Psi}_s^k e^{j\theta_k} \quad (1.1-28)$$

$$\mathbf{u}_s^s = \mathbf{u}_s^k e^{j\theta_k} = R_s \mathbf{i}_s^k e^{j\theta_k} + \frac{d\Psi_s^k}{dt} e^{j\theta_k} + j\omega_k \Psi_s^k e^{j\theta_k} \quad (1.1-29)$$

$$\mathbf{u}_s^k = R_s \mathbf{i}_s^k + \frac{d\Psi_s^k}{dt} + j\omega_k \Psi_s^k \quad (1.1-30)$$

$$\mathbf{u}_r^r = \mathbf{u}_r^s e^{-j\theta} = \mathbf{u}_r^k e^{j\theta_k} e^{-j\theta} = \mathbf{u}_r^k e^{j(\theta_k - \theta)} \quad (1.1-31)$$

$$\mathbf{i}_r^r = \mathbf{i}_r^s e^{-j\theta} = \mathbf{i}_r^k e^{j\theta_k} e^{-j\theta} = \mathbf{i}_r^k e^{j(\theta_k - \theta)} \quad (1.1-32)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_r^r}{dt} &= \frac{d(\Psi_r^s e^{-j\theta})}{dt} = \frac{d(\Psi_r^k e^{j\theta_k} e^{-j\theta})}{dt} = \frac{d(\Psi_r^k e^{j(\theta_k - \theta)})}{dt} = \\ &= \frac{d\Psi_r^k}{dt} e^{j(\theta_k - \theta)} + j(\omega_k - \omega) \Psi_r^k e^{j(\theta_k - \theta)} \end{aligned} \quad (1.1-33)$$

$$\mathbf{u}_r^k = R_r \mathbf{i}_r^k + \frac{d\Psi_r^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \Psi_r^k \quad (1.1-34)$$

Pro statorový a rotorový tok platí ve stejném tvaru v libovolné souřadné soustavě tyto algebraické rovnice:

$$\Psi_s^k = L_s \mathbf{i}_s^k + L_h \mathbf{i}_r^k \quad (1.1-35)$$

$$\Psi_r^k = L_r \mathbf{i}_r^k + L_h \mathbf{i}_s^k \quad (1.1-36)$$

$$L_s = L_h + L_{s\sigma} \quad L_r = L_h + L_{r\sigma} \quad (1.1-37, 38)$$

Moment stroje se dá vyjádřit v mnoha tvarech, které obsahují jak proudy, tak toky nebo jenom toky nebo naopak jenom proudy, např.:

$$M_e = (-3/2)p \operatorname{Im}(\mathbf{i}_s^* \Psi_s) = (3/2)p \operatorname{Im}(\mathbf{i}_s \Psi_s^*) \quad (1.1-39)$$

$$M_e - M_L = J_c \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (1.1-40)$$

$$\omega = p\Omega_m \quad (1.1-41)$$

kde ω je elektrická rychlost rotoru, Ω_m mechanická rychlost rotoru a p počet polpárů.

Rovnice (1.1-30) až (1.1-41) tvoří matematický model asynchronního motoru.

Pro praktické použití je potřeba rovnice (1.1-30) až (1.1-36) rozepsat do složkového tvaru:

$$\mathbf{u}_s^k = u_{su} + j u_{sv} = R_s (i_{su} + j i_{sv}) + \frac{d(\Psi_{su} + j \Psi_{sv})}{dt} + j\omega_k (\Psi_{su} + j \Psi_{sv}) \quad (1.1-42)$$

$$\mathbf{u}_r^k = u_{ru} + j u_{rv} = R_r (i_{ru} + j i_{rv}) + \frac{d(\Psi_{ru} + j \Psi_{rv})}{dt} + j(\omega_k - \omega) (\Psi_{ru} + j \Psi_{rv}) \quad (1.1-43)$$

$$u_{su} = R_s i_{su} + \frac{d\Psi_{su}}{dt} - \omega_k \Psi_{sv} \quad u_{sv} = R_s i_{sv} + \frac{d\Psi_{sv}}{dt} + \omega_k \Psi_{su} \quad (1.1-44, 45)$$

$$u_{ru} = R_r i_{ru} + \frac{d\Psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega) \Psi_{rv} = 0 \quad u_{rv} = R_r i_{rv} + \frac{d\Psi_{rv}}{dt} + (\omega_k - \omega) \Psi_{ru} = 0 \quad (1.1-46, 47)$$

Rotorová napětí jsou pro asynchronní motor s kotvou nakrátko nulová. Jejich hodnota by byla nenulová např. u ventilové kaskády.

$$\Psi_{su} = L_s i_{su} + L_h i_{ru} \quad \Psi_{sv} = L_s i_{sv} + L_h i_{rv} \quad (1.1-48, 49)$$

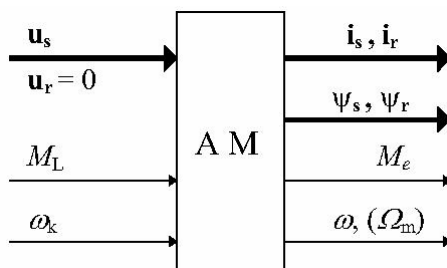
$$\Psi_{ru} = L_r i_{ru} + L_h i_{su} \quad \Psi_{rv} = L_r i_{rv} + L_h i_{sv} \quad (1.1-50, 51)$$

Pro elektromagnetický moment platí vztah:

$$M_e = \frac{3}{2} p (i_{sv} \Psi_{su} - i_{su} \Psi_{sv}) \quad (1.1-52)$$

Rovnice (1.1-40) až (1.1-52) tvoří matematický model asynchronního motoru, který dále upravíme do vhodnějšího tvaru.

Při řešení otázek týkajících se asynchronního motoru obvykle uvažujeme jako jeho vstupní veličiny napětí a moment zátěže (vč. volby komplexní roviny ω_k). Za jeho výstupní veličiny považujeme proudy, magnetické toky, moment a otáčky viz **Obr. 1.7.**



Obr. 1.7. Vstupy a výstupy asynchronního motoru

Při tvorbě matematického modelu asynchronního motoru můžeme vycházet z jeho vnitřních veličin, tzv. stavových proměnných. Z tohoto hlediska můžeme rozlišit tři základní typy modelů:

- Tokový model: stavovými proměnnými jsou zde spřažené magnetické toky statoru a rotoru;
- Proudový model: stavovými proměnnými jsou zde proudy statoru a rotoru;
- Proudově – tokový model: stavovými proměnnými jsou zde proudy i spřažené magnetické toky statoru a rotoru (většinou je to statorový proud a rotorový spřažený magnetický tok);

Všechny tři zmíněné modely jsou navzájem ekvivalentní. Matematické řešení tokového modelu asynchronního motoru je však nejjednodušší. Při řešení všech tří modelů musíme pracovat se soustavu čtyř diferenciálních rovnic 1. řádu, avšak koeficienty obsažené v tokovém modelu budou značně jednodušší a některé dokonce nulové [9].

Tokový model asynchronního motoru:

Z rovnic (1.1-48) až (1.1-51) si musíme vyjádřit proudy:

$$\begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{-L_h}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-L_h}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{su} \\ \Psi_{ru} \end{bmatrix} \quad (1.1-53, 54)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{-L_h}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-L_h}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sv} \\ \Psi_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.1-55, 56)$$

$$\text{kde činitel celkového rozptylu } \sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_s L_r} \quad (1.1-57)$$

Dosazením rovnic (1.1-53) až (1.1-56) do rovnic pro napětí (1.1-44) až (1.1-47) docílíme toho, že vnitřními (stavovými) proměnnými budou pouze magnetické toky a mechanická rychlost rotoru Ω_m .

Po Laplaceově transformaci:

$$p\Psi = \mathbf{A}\Psi + \mathbf{B}U \quad (1.1-58)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{C}\Psi \quad (1.1-59)$$

$$M_e = f(\Psi) \quad (1.1-60)$$

kde prvky matic \mathbf{A} i \mathbf{B} nejsou tvořeny konstantami, ale jsou obecnou funkcí ω .

Nelineární výstupní funkcí pak můžeme dostat moment a následnou integrací dynamického momentu otáčky motoru.

Rozepsáním stavové rovnice dostaneme:

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{su} \\ \Psi_{sv} \\ \Psi_{ru} \\ \Psi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & \omega_k & \frac{R_s L_h}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ -\omega_k & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s L_h}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r L_h}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & (\omega_k - \omega) \\ 0 & \frac{R_r L_h}{\sigma L_s L_r} & -(\omega_k - \omega) & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{su} \\ \Psi_{sv} \\ \Psi_{ru} \\ \Psi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{ru} \\ u_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.1-61 \div 64)$$

Pro elektromagnetický moment motoru pak platí rovnice:

$$M_e = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{\sigma L_s L_r} (\Psi_{sv} \Psi_{ru} - \Psi_{su} \Psi_{rv}) \quad (1.1-65)$$

Pohybovou rovnici získáme ve tvaru:

$$M_e - M_L = J_c p \Omega_m \quad (1.1-66)$$

Výstupní rovnice definující proudy jsou dány rovnicemi (1.1-53) až (1.1-56).

1.2 Matematický tokový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

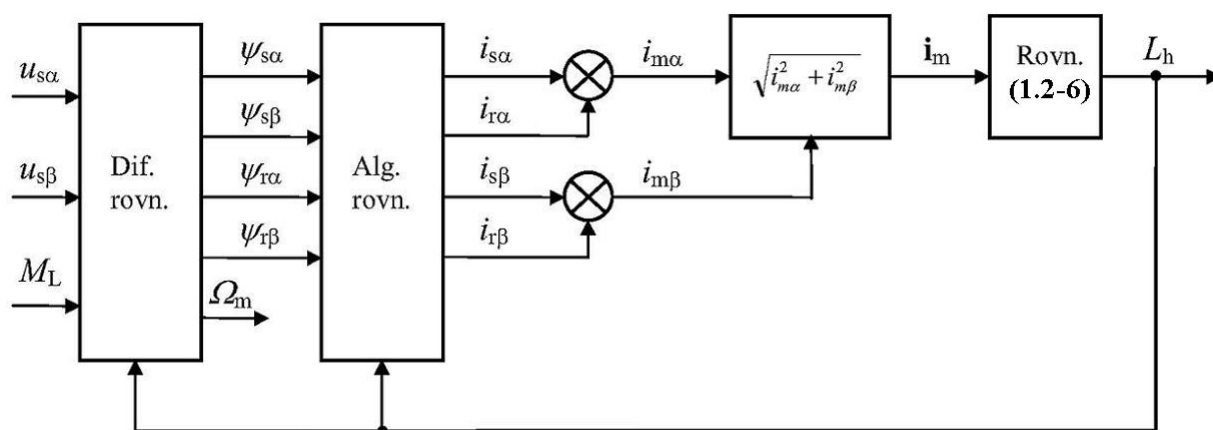
Při tvorbě tohoto matematického modelu přijmeme stejné zjednodušující předpoklady jako při tvorbě modelu v kap. 1.1. Jedinou přesto podstatnou změnou bude *nezanedbání* nasycení hlavního magnetického obvodu, jako tomu bylo v bodě d) uvedených zjednodušujících předpokladů.

Téma nasycení hlavního magnetického obvodu je řešeno v řadě publikací [3, 8, 9, 10]. Nejjednodušší matematický tokový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu plyne z výchozích, obecných napětových rovnic asynchronního motoru (1.1-30) a (1.1-34). Pro tokový model musíme do těchto rovnic dosadit za proudy pomocí magnetických spřažených toků:

$$\mathbf{i}_s^k = \frac{1}{\sigma L_s} \Psi_s^k - \frac{L_h}{\sigma L_s L_r} \Psi_r^k \quad (1.2-1)$$

$$\mathbf{i}_r^k = \frac{1}{\sigma L_r} \Psi_r^k - \frac{L_h}{\sigma L_s L_r} \Psi_s^k \quad (1.2-2)$$

Protože jsou předchozí dvě rovnice pro proudy jen algebraické, pak v napětových rovnicích (1.1-30) a (1.1-34), které mají obecnou platnost, nemusíme provádět žádnou matematickou úpravu časové derivace magnetického spřaženého toku. Dále budeme do tohoto modelu zavádět v každém kroku okamžitou hodnotu magnetizační indukčnosti L_h . Díky tomu dosáhneme toho, že zcela jednoduchý tokový model asynchronního motoru bude plně respektovat vliv nasycení hlavního magnetického obvodu [9].



Obr. 1.8. Blokové schéma tokového modelu asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

Blokové schéma takového modelu je na **Obr. 1.8.** Okamžitou hodnotu hlavní indukčnosti L_h je možné určit z absolutní hodnoty komplexního prostorového vektoru magnetizačního proudu – třetí blok **Obr. 1.8.**:

$$|\mathbf{i}_m^k| = \sqrt{i_{mu}^2 + i_{mv}^2} \quad (1.2-3)$$

Určení okamžité hodnoty hlavní indukčnosti:

Nejdůležitějším faktorem ovlivňujícím přesnost celého modelu asynchronního motoru je určení okamžité hodnoty hlavní indukčnosti v průběhu každého kroku simulace. Při určení okamžité hodnoty je možno vyjít z rovnice magnetizační charakteristiky, dle [4]:

$$i_m = i_{mn} \left(\frac{\Psi_m}{K_\mu \Psi_{mn} + (1 - K_\mu) \Psi_m} \right) \quad (1.2-4)$$

po vyjádření předchozího vztahu jako analytické funkce $\Psi_m = f(i_m)$ dostaneme:

$$\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} = \frac{i_m}{i_{mn}} \left(\frac{K_\mu}{(1 + (K_\mu - 1) i_m / i_{mn})} \right) \quad (1.2-5)$$

pak je hlavní indukčnost dána vztahem:

$$L_h = \frac{\Psi_m}{i_m} = L_{mn} \left(\frac{K_\mu}{(1 + (K_\mu - 1) i_m / i_{mn})} \right) \quad (1.2-6)$$

přičemž za jmenovitý magnetizační proud i_{mn} obvykle dosazujeme proud naprázdno a L_{mn} je jmenovitá indukčnost určená při i_{mn} .

K_μ je empirický součinitel – je to střední hodnota určená alespoň ze dvou bodů (zde v bodě x) magnetizační charakteristiky. Součinitel K_μ se v praxi pohybuje mezi hodnotami 2 až 2,5.

$$K_{\mu x} = \frac{\varphi_x}{(1 - \varphi_x)} \frac{1}{\left(\frac{1}{i_x} - 1 \right)} \quad \varphi_x = \frac{\Psi_{mx}}{\Psi_{mn}} \quad i_x = \frac{I_{mx}}{I_{mn}} \quad (1.2-7 \div 9)$$

1.3 Matematický proudový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

V této podkapitole vytvoříme tzv. matematický proudový model asynchronního motoru. Tento matematický model bude opět respektovat nasycení hlavního magnetického obvodu. Při jeho tvorbě opět přijmeme stejné zjednodušující předpoklady jako u modelu v kap. 1.1 vyjma již zmíněné podmínky. Protože se v tomto případě jedná o matematický proudový model, budeme volit jako stavové veličiny proudy i_{su} , i_{sv} , i_{ru} a i_{rv} – obecný souřadný systém k (u, v) a mechanickou rychlost rotoru Ω_m [10].

Pro odvození matematického proudového modelu budeme opět využívat obecné napěťové rovnice asynchronního motoru (1.1-30) a (1.1-34). Dále použijeme vektorové vyjádření magnetizačního proudu:

$$\mathbf{i}_m^k = \mathbf{i}_s^k + \mathbf{i}_r^k \quad (1.3-1)$$

pak můžeme spřažené magnetické toky statoru a rotoru vyjádřit v libovolné souřadné soustavě v tomto tvaru:

$$\Psi_s^k = \Psi_m^k + L_{s\sigma} \mathbf{i}_s^k = L_h \mathbf{i}_m^k + L_{s\sigma} \mathbf{i}_s^k \quad (1.3-2)$$

$$\Psi_r^k = \Psi_m^k + L_{r\sigma} \mathbf{i}_r^k = L_h \mathbf{i}_m^k + L_{r\sigma} \mathbf{i}_r^k \quad (1.3-3)$$

Protože je hlavní indukčnost, stejně jako u matematického tokového modelu s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu, funkcí magnetizačního proudu, budou opět platit rovnice (1.2-6÷9).

Při dosazení rovnic (1.3-2, 3) pro spřažené magnetické toky statoru a rotoru do napěťových rovnic (1.1-30) a (1.1-34) dostaneme:

$$\mathbf{u}_s^k = R_s \mathbf{i}_s^k + \frac{d(L_h \mathbf{i}_m^k + L_{s\sigma} \mathbf{i}_s^k)}{dt} + j\omega_k (L_h \mathbf{i}_m^k + L_{s\sigma} \mathbf{i}_s^k) \quad (1.3-4)$$

$$\mathbf{u}_r^k = R_r \mathbf{i}_r^k + \frac{d(L_h \mathbf{i}_m^k + L_{r\sigma} \mathbf{i}_r^k)}{dt} + j\omega_k (L_h \mathbf{i}_m^k + L_{r\sigma} \mathbf{i}_r^k) \quad (1.3-5)$$

V dalším kroku je třeba zahrnout vliv nasycení hlavního magnetického obvodu. To provedeme na základě matematické věty, která definuje derivaci součinu jako:

$$\frac{d(L_h \mathbf{i}_m^k)}{dt} = \mathbf{i}_m^k \frac{dL_h}{dt} + L_h \frac{d\mathbf{i}_m^k}{dt} \quad (1.3-6)$$

$$\frac{d(L_{s\sigma} \mathbf{i}_s^k)}{dt} = \mathbf{i}_s^k \frac{dL_{s\sigma}}{dt} + L_{s\sigma} \frac{d\mathbf{i}_s^k}{dt} \quad (1.3-7)$$

$$\frac{d(L_{r\sigma} \mathbf{i}_r^k)}{dt} = \mathbf{i}_r^k \frac{dL_{r\sigma}}{dt} + L_{r\sigma} \frac{d\mathbf{i}_r^k}{dt} \quad (1.3-8)$$

Následným dosazením vztahů (1.3-6÷8) do rovnic (1.3-4, 5) a po Laplaceově transformaci dostaneme napěťové rovnice asynchronního motoru v tomto stavu [10]:

$$\mathbf{u}_s^k = \left[R_s + \frac{dL_h}{dt} + \frac{dL_{s\sigma}}{dt} + j\omega_k (L_h + L_{s\sigma}) \right] \mathbf{i}_s^k + \left(\frac{dL_h}{dt} + j\omega_k L_h \right) \mathbf{i}_r^k + (L_h + L_{s\sigma}) p \mathbf{i}_s^k + L_h p \mathbf{i}_r^k \quad (1.3-9)$$

$$\mathbf{u}_r^k = \left[R_r + \frac{dL_h}{dt} + \frac{dL_{r\sigma}}{dt} + j(\omega_k - \omega)(L_h + L_{r\sigma}) \right] \mathbf{i}_r^k + \left(\frac{dL_h}{dt} + j(\omega_k - \omega)L_h \right) \mathbf{i}_s^k + (L_h + L_{r\sigma}) p \mathbf{i}_r^k + L_h p \mathbf{i}_s^k \quad (1.3-10)$$

Použitím složek obecného souřadného systému k (u , v) v předchozích dvou rovnicích a po provedení jednoduchých úprav, získáme finální podobu stavových rovnic pro matematický proudový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu:

$$(L_h + L_{s\sigma}) p i_{su} + L_h p i_{ru} = u_{su} + \omega_k (L_h + L_{s\sigma}) i_{sv} + \omega_k L_h i_{rv} - \left(R_s + \frac{dL_h}{dt} + \frac{dL_{s\sigma}}{dt} \right) i_{su} - \frac{dL_h}{dt} i_{ru} \quad (1.3-11)$$

$$(L_h + L_{s\sigma}) p i_{sv} + L_h p i_{rv} = u_{sv} - \omega_k (L_h + L_{s\sigma}) i_{su} - \omega_k L_h i_{ru} - \left(R_s + \frac{dL_h}{dt} + \frac{dL_{s\sigma}}{dt} \right) i_{sv} - \frac{dL_h}{dt} i_{rv} \quad (1.3-12)$$

$$(L_h + L_{r\sigma}) p i_{ru} + L_h p i_{su} = u_{ru} + (\omega_k - \omega) (L_h + L_{r\sigma}) i_{rv} + (\omega_k - \omega) L_h i_{sv} - \left(R_r + \frac{dL_h}{dt} + \frac{dL_{r\sigma}}{dt} \right) i_{ru} - \frac{dL_h}{dt} i_{su} \quad (1.3-13)$$

$$(L_h + L_{r\sigma}) p i_{rv} + L_h p i_{sv} = u_{rv} - (\omega_k - \omega) (L_h + L_{r\sigma}) i_{ru} - (\omega_k - \omega) L_h i_{su} - \left(R_r + \frac{dL_h}{dt} + \frac{dL_{r\sigma}}{dt} \right) i_{rv} - \frac{dL_h}{dt} i_{sv} \quad (1.3-14)$$

Tuto soustavu čtyř rovnic o čtyřech neznámých $p i_{su}$, $p i_{sv}$, $p i_{ru}$ a $p i_{rv}$ je vhodné opět zapsat v maticovém tvaru podobném vztahu (1.1-58) [10]:

$$\mathbf{F} \mathbf{p} \mathbf{i} = \mathbf{D} \mathbf{i} + \mathbf{E} \mathbf{U} \quad (1.3-15)$$

v rozepsané formě:

$$\begin{bmatrix} f_{11} & \cdot & \cdot & f_{14} \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ f_{41} & \cdot & \cdot & f_{44} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & \cdot & \cdot & d_{14} \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ d_{41} & \cdot & \cdot & d_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{ru} \\ u_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.3-16 \div 19)$$

pak budou prvky matic \mathbf{F} a \mathbf{D} :

$$f_{11} = f_{22} = L_h + L_{s\sigma} \quad (1.3-20)$$

$$f_{12} = f_{14} = f_{21} = f_{23} = f_{32} = f_{34} = f_{41} = f_{43} = 0 \quad (1.3-21)$$

$$f_{13} = f_{24} = f_{31} = f_{42} = L_h \quad (1.3-22)$$

$$f_{33} = f_{44} = L_h + L_{r\sigma} \quad (1.3-23)$$

$$d_{11} = d_{22} = - \left(R_s + \frac{dL_h}{dt} + \frac{dL_{s\sigma}}{dt} \right) \quad (1.3-24)$$

$$d_{12} = -d_{21} = \omega_k (L_h + L_{s\sigma}) \quad (1.3-25)$$

$$d_{13} = d_{24} = d_{31} = d_{42} = -\left(\frac{L_h}{dt}\right) \quad (1.3-26)$$

$$d_{14} = -d_{23} = \omega_k L_h \quad (1.3-27)$$

$$d_{32} = -d_{41} = (\omega_k - \omega) L_h \quad (1.3-28)$$

$$d_{33} = d_{44} = -\left(R_r + \frac{dL_h}{dt} + \frac{dL_{r\sigma}}{dt}\right) \quad (1.3-29)$$

$$d_{34} = -d_{43} = (\omega_k - \omega)(L_h + L_{r\sigma}) \quad (1.3-30)$$

Pro elektromagnetický moment platí upravený vztah (1.1-65):

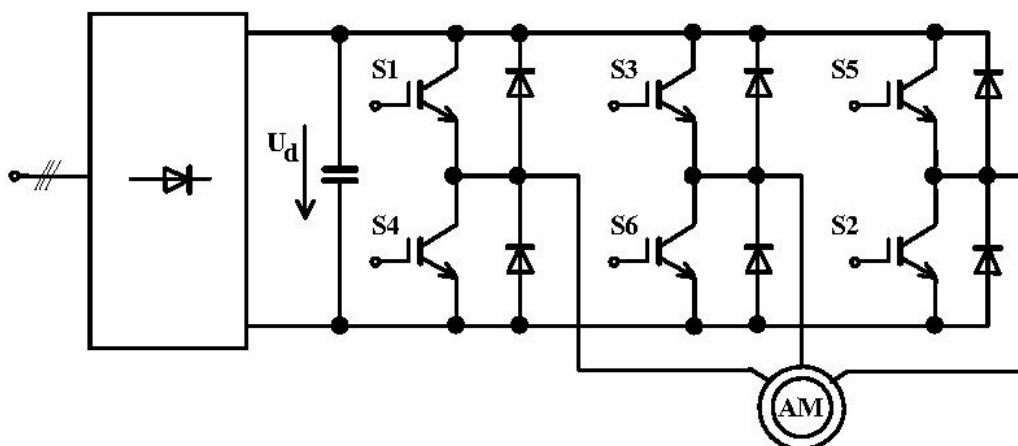
$$M_e = \frac{3}{2} p (i_{ru} \Psi_{rv} - i_{rv} \Psi_{ru}) \quad (1.3-31)$$

$$\Psi_{ru} = L_h (i_{su} + i_{ru}) + L_{r\sigma} i_{ru} \quad \Psi_{rv} = L_h (i_{sv} + i_{rv}) + L_{r\sigma} i_{rv} \quad (1.3-32, 33)$$

Přičemž samozřejmě platí pohybová rovnice (1.1-66) a pro absolutní hodnotu komplexního prostorového vektoru magnetizačního proudu platí rovnice (1.2-3).

1.4 Matematický model měniče kmitočtu s napěťovým střídačem

Měnič kmitočtu s napěťovým střídačem je tvořen neřízeným usměrňovačem s vyhlazovacím filtrem a střídačem napětí v můstkovém zapojení. Zjednodušené schéma měniče kmitočtu s napěťovým střídačem a asynchronního motoru je na **Obr. 1.9.** Spínače S1 až S6 jsou pro malé a střední výkony tvořeny nejčastěji tranzistory IGBT a pro velké výkony GTO tyristory [2].



Obr. 1.9. Měnič kmitočtu s napěťovým střídačem

Zjednodušení matematického modelu měniče docílíme opětovným přijetím zjednodušujících předpokladů [9]:

- a) Ideální napájecí síť (nulová impedance)
- b) Konstantní napětí v meziobvodu
- c) Ideální polovodičové prvky měniče s:
 - nulovým odporem v sepnutém stavu
 - nekonečným odporem v rozepnutém stavu
 - ideální komutací
- d) Nulová tzv. ochranná doba, což je časová prodleva mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého spínače ve větvi.

Pro řízení efektivní hodnoty výstupního napětí se v zásadě používají tyto způsoby [2]:

- a) *komparační šířkově – pulzní modulace* vytvářená komparací referenčního trojúhelníkového nebo pilovitého napětí a řídicího sinusového napětí;
- b) *vektorová šířkově – pulzní modulace*, jejíž princip spočívá v realizaci vypočtené polohy a velikosti prostorového vektoru statorového napětí;

Jako metodu řízení efektivní hodnoty výstupního napětí v této práci použijeme *komparační šířkově – pulzní modulaci* s uvažováním konstantní hodnoty U_d , viz zjednodušující podmínka b).

Při tomto způsobu řízení se porovnávají tři sinusové referenční (řídící) napětí u_{ra} , u_{rb} a u_{rc} o amplitudě U_{rM} a frekvenci f_r s jediným pilovitým napětím u_p s amplitudou U_p a frekvencí f_p . Řídící napětí jsou vzájemně posunuta o 120° . Pokud je úroveň řídicího napětí pro danou větev větší než úroveň pilovitého napětí, generuje se impuls pro sepnutí horního spínače příslušné větve, v opačném případě se generuje impuls, který sepne spínač spodní. Výstupní frekvence základní harmonické napětíového signálu se řídí změnou frekvence f_r a spínací frekvence výkonových spínačů je určena frekvencí f_p .

Pro referenční napětí tedy platí vztah:

$$u(t)_{ra,rb,rc} = U_{rM} \sin(\omega_r t - 0^\circ, 120^\circ, 240^\circ) \quad (1.4-1)$$

Pomocí napětí u_{a0} , u_{b0} a u_{c0} , které představují napětí mezi příslušnou výstupní svorkou měniče a středem napětí U_d stejnosměrného meziobvodu, vypočteme okamžité hodnoty fázových napětí a napětí u_α a u_β dle [9]:

pokud $u_{ra} \geq u_p$ pak $u_{a0} = U_d/2$ jinak $u_{a0} = -U_d/2$

pokud $u_{rb} \geq u_p$ pak $u_{b0} = U_d/2$ jinak $u_{b0} = -U_d/2$

pokud $u_{rc} \geq u_p$ pak $u_{c0} = U_d/2$ jinak $u_{c0} = -U_d/2$

$$u_\alpha = (2u_{a0} - u_{b0} - u_{c0})/3 = u_\alpha \quad (1.4-2)$$

$$u_\beta = (2u_{b0} - u_{c0} - u_{a0})/3 \quad (1.4-3)$$

$$u_c = (2u_{c0} - u_{a0} - u_{b0})/3 \quad (1.4-4)$$

$$u_\beta = (u_b - u_c)/\sqrt{3} = (u_{b0} - u_{c0})/\sqrt{3} \quad (1.4-5)$$

Prostorový vektor napětí bude zaujímat 6 nenulových poloh. Může zde také dojít k současnému sepnutí trojce spínačů 1-3-5 nebo 2-4-6, což představuje nulový vektor ($u_a = u_b = u_c = 0$).

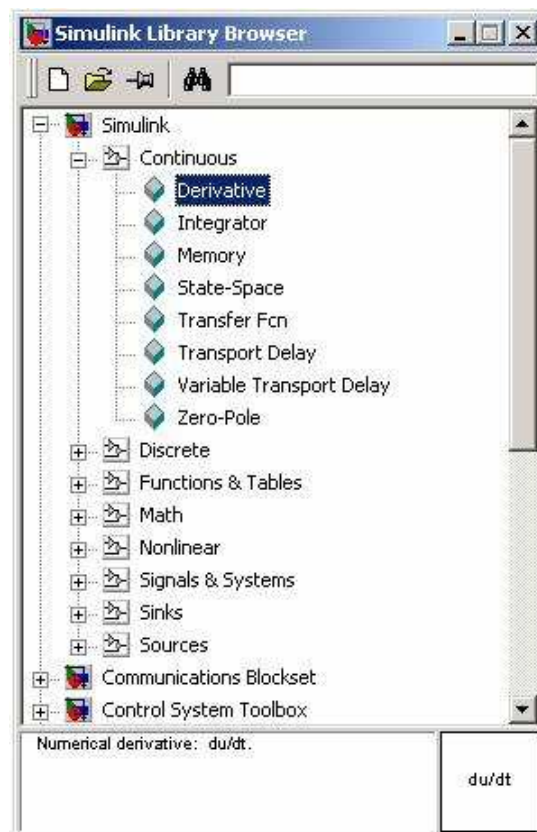
2 Simulační model pohonu s asynchronním motorem

Všechny simulační modely budeme vytvářet v programovém systému MATLAB verze 5.3. Tento systém tvoří velice sofistikované softwarové prostředí. Jeho hlavní programová část SIMULINK umožňuje využít tento systém pro modelování regulačních soustav z oblasti elektrických pohonů. Vytvořenou regulační strukturu je možné podrobně analyzovat v časové oblasti a následně ji přizpůsobit pro dané požadavky. Vytváření regulační struktury je v tomto prostředí umožněno grafickou formou. Prostor je pro využití této možnosti vybaveno velkým množstvím systémových knihoven, které obsahují komponenty regulačních struktur. Tyto knihovny také obsahují již hotové systémy vytvořené výrobcem spadající do oblasti elektrických regulovaných pohonů a také výkonové elektroniky (např. různé druhy motorů, systémy využívající fuzzy logiku atd.) [6, 7].

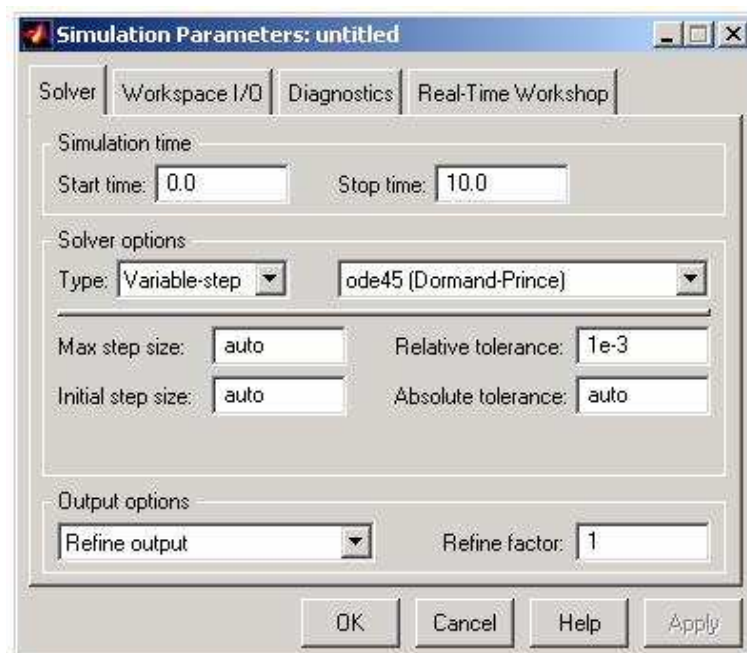
Regulační struktury je také možné vytvářet pomocí tzv. subsystémů. Subsystémy jsou uživatelem nadefinované bloky, které obsahují vnitřní složité struktury např. model asynchronního motoru, měniče kmitočtu atd. U jednotlivých subsystémů lze jednoduše měnit požadované parametry zakomponované do jejich vnitřní struktury a samostatné subsystémy lze také propojovat mezi sebou. Pro vytváření subsystémů se používají bloky, které jsou přehledně seřazeny v již zmíněných knihovnách. Tyto knihovny můžeme procházet prostřednictvím jednoduchého systémového prohlížeče, kde je také zobrazen stručný popis vybraného bloku **Obr. 2.1.**

Pro provedení simulace na sestavených modelech je možné zvolit jednu ze čtrnácti možných metod, u kterých lze nastavit parametry, kterými je možné ještě více zpřesnit výsledek simulace. Těmito parametry jsou relativní a absolutní přesnost výpočtu a také počáteční a maximální délka časového kroku simulace. Další nastavení simulace umožňuje průběžné ukládání výstupních hodnot do paměťového prostoru a také obsahuje kontrolní diagnostiku simulačního modelu a jeho parametrů **Obr. 2.2.**

Pro simulační modely vytvořené v následujících podkapitolách byla zvolena metoda simulace *ode45* (Dormand - Prince) s proměnným krokem, která představuje kompromis mezi přesností výpočtu a jeho náročností. Absolutní přesnost výpočtu i relativní přesnost výpočtu byly nastaveny na hodnotu 10^{-3} a maximální délka i počáteční délka časového kroku simulace byly nastaveny na hodnotu 10^{-4} .



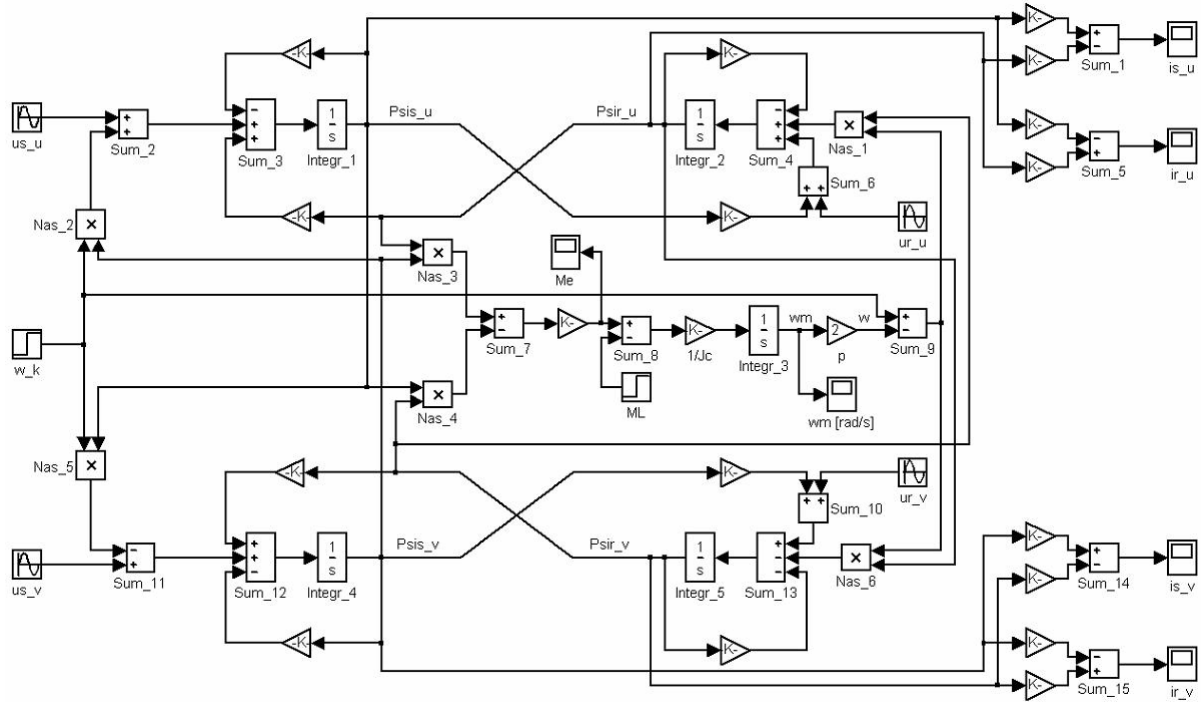
Obr. 2.1. Prohlížeč systémových knihoven programu MATLAB



Obr. 2.2. Nastavení parametrů simulace

2.1 Simulační model asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu

Simulační model asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu – **Obr. 2.3.** vytvoříme na základě rovnic (1.1-61÷66) popisujících chování asynchronního motoru, které byly odvozeny v podkapitole 1.1.

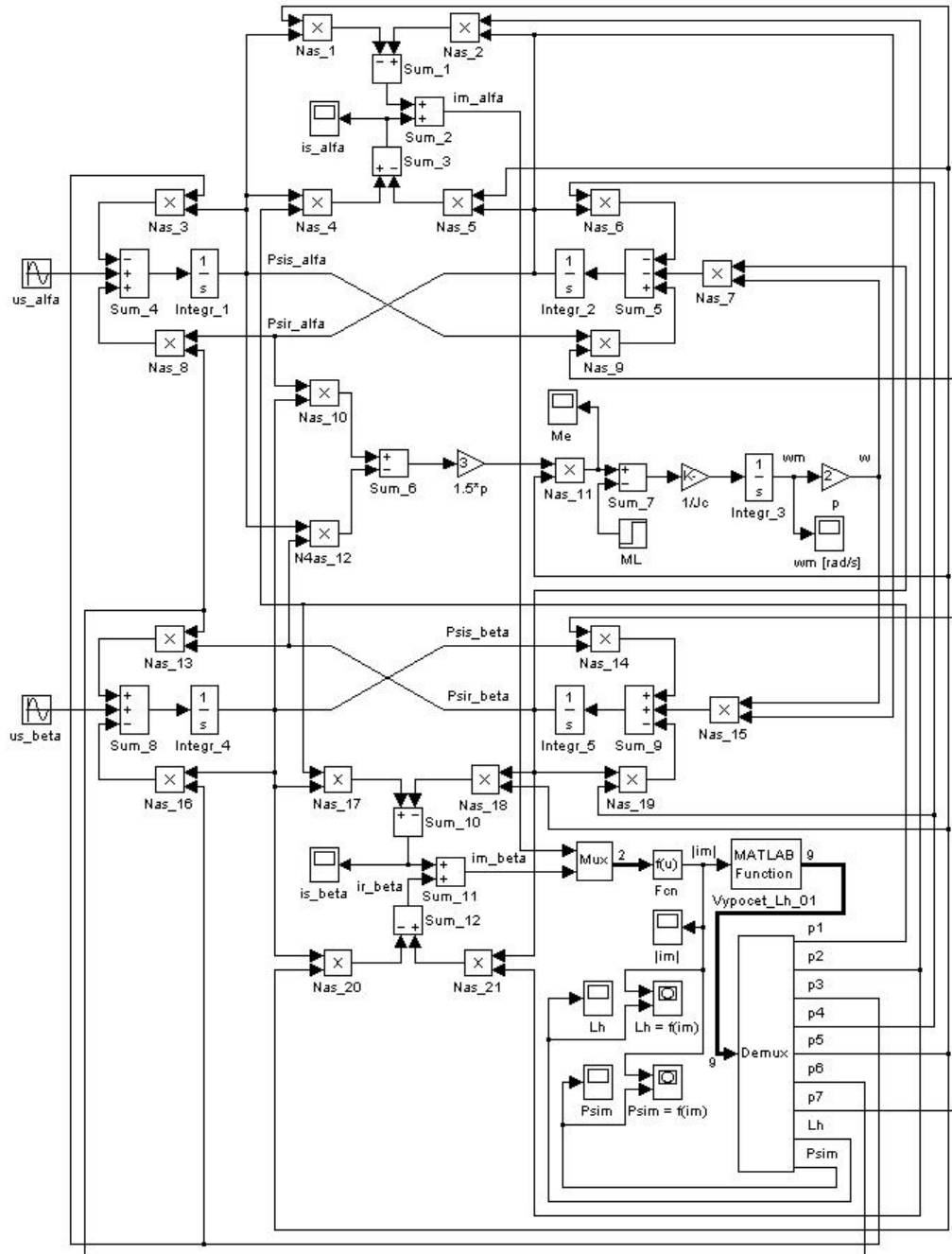


Obr. 2.3. Simulační model AM bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu

Tento simulační model jako jediný obsahuje blok konstanty označen ω_k (obecná úhlová rychlost). Pomocí tohoto bloku můžeme celou simulaci transformovat do *obecného souřadného systému* k (u , v). Pro naše účely ovšem nastavíme hodnotu ω_k na nulu, přičemž se dostaneme do *souřadnicového systému* s (α , β). Při simulaci v tomto souřadnicovém systému (v časové oblasti) dostaneme skutečné časové průběhy výstupních veličin. Tento souřadný systém je vhodný např. při zkoumání neharmonického napájení asynchronního motoru z měniče kmitočtu. Tuto skutečnost také využijeme při simulacích tohoto modelu.

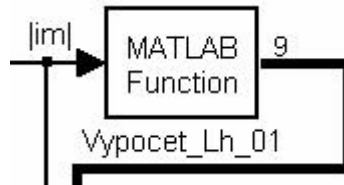
2.2 Simulační tokový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

Simulační tokový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu v souřadnicovém systému s (α, β) je na **Obr. 2.4.**



Obr. 2.4. Simulační tokový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

Model vytvoříme na základě blokového schéma znázorněného na **Obr. 1.8.** v podkapitole **1.2.** Vztah (1.2-6) je začleněn do souboru s názvem Vypocet_Lh_01.m (soubor byl vytvořen v ladícím podprogramu MATLAB Editor/Debugger) a odkaz na tento soubor obsahuje blok *MATLAB Function* – **Obr. 2.5.**, jež je součástí blokové struktury simulačního modelu. Výpis souboru Vypocet_Lh_01.m je obsažen v příloze [1].



Obr. 2.5. Blok *MATLAB Function*

Pomocné proměnné $p1 \div p7$ závislé na okamžité hodnotě indukčnosti L_h , které tvoří část výstupů bloku *MATLAB Function*, jsou v souladu s matematickým tokovým modelem asynchronního motoru dány těmito vztahy:

$$\begin{aligned} p1 &= \frac{1}{\sigma L_s} & p2 &= \frac{1}{\sigma L_r} & p3 &= \frac{R_s}{\sigma L_s} & p4 &= \frac{R_r}{\sigma L_r} & p5 &= \frac{L_h}{\sigma L_s L_r} \\ p6 &= \frac{R_s L_h}{\sigma L_s L_r} & p7 &= \frac{R_r L_h}{\sigma L_s L_r} \end{aligned} \quad (2.1-1 \div 7)$$

2.3 Simulační tokový model asynchronního motoru s integrovanou univerzální budící charakteristikou

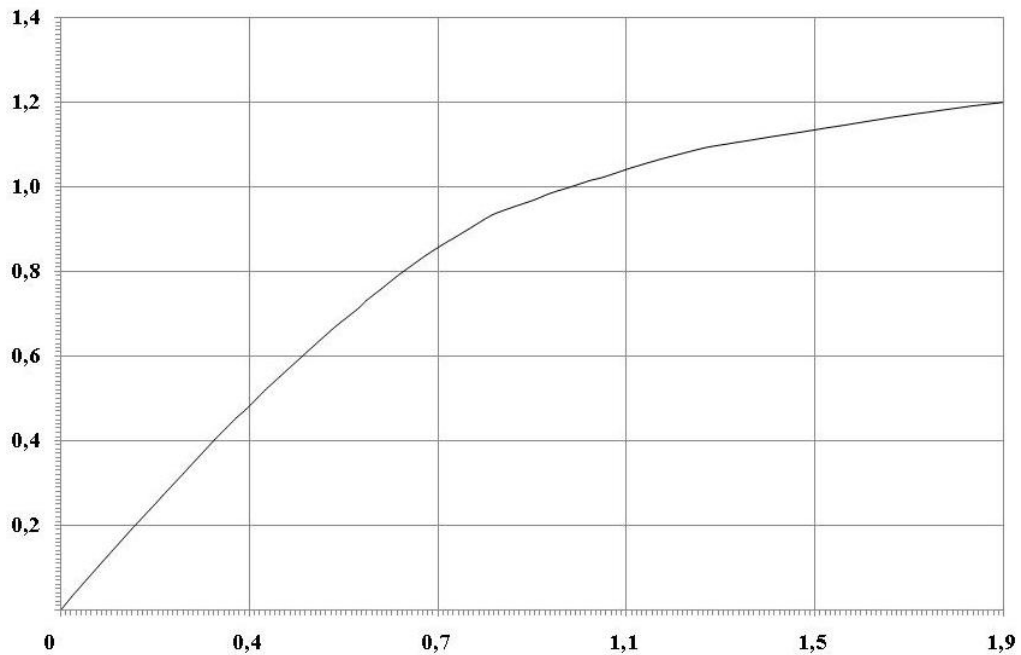
Tento simulační model vychází z předešlého modelu, a tudíž také respektuje vliv nasycení hlavního magnetického obvodu – **Obr. 2.7.**. Určení okamžité hodnoty indukčnosti L_h v tomto modelu neprobíhá pomocí vztahu (1.2-6), ale pomocí integrované, na skutečném motoru odměřené, univerzální budící charakteristiky. Magnetizačnímu proudu, který vstupuje do bloku *Look-Up Table*, ve kterém je zapsána univerzální budící charakteristika (v poměrných hodnotách) viz **Tab. 2.1.**, **Tab. 2.2.** a **Obr. 2.6.**, je přiřazena hodnota magnetického toku a z těchto veličin je podle vztahu $L_h = \Psi_m / i_m$ vypočtena okamžitá hodnota magnetizační indukčnosti. Výpočet opět probíhá prostřednictvím bloku *MATLAB Function*, který obsahuje odkaz na soubor Vypocet_Lh_02.m viz příloha [1].

$i_m = I_m / I_{mn}$	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,3	1,85
$\Psi_m = \Psi_m / \Psi_{mn}$	0,27	0,52	0,73	0,9	1	1,1	1,2

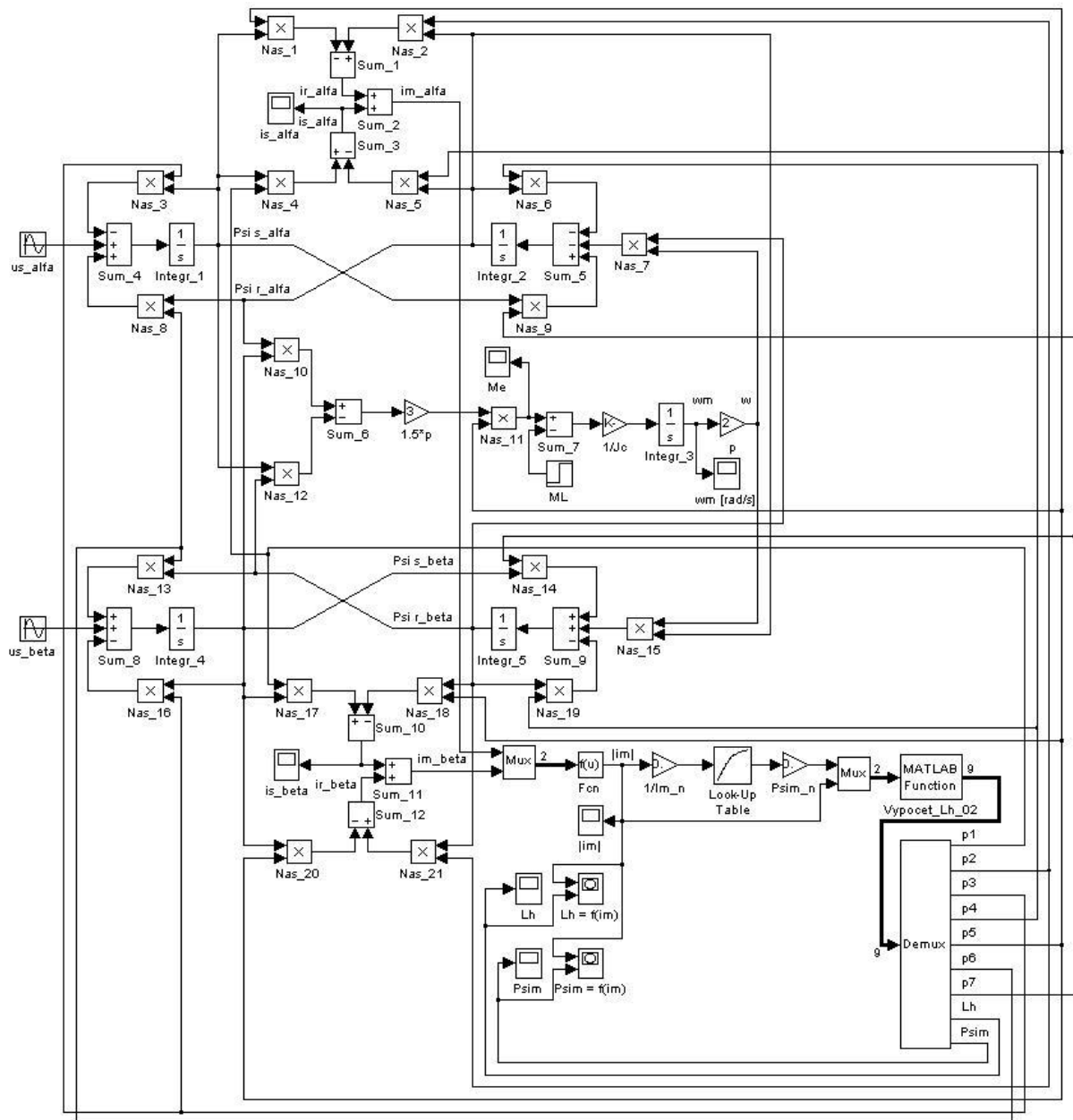
Tab. 2.1. Univerzální budící charakteristika

$i_m = I_m/I_{mn}$	0	0,021	0,076	0,138	0,174	0,2	0,24	0,302
$\Psi_m = \Psi_m'/\Psi_{mn}$	0	0,03	0,105	0,19	0,237	0,27	0,323	0,402
$i_m = I_m/I_{mn}$	0,345	0,363	0,4	0,429	0,5	0,54	0,585	0,6
$\Psi_m = \Psi_m'/\Psi_{mn}$	0,455	0,475	0,52	0,55	0,63	0,67	0,714	0,73
$i_m = I_m/I_{mn}$	0,63	0,665	0,714	0,747	0,775	0,8	0,848	0,891
$\Psi_m = \Psi_m'/\Psi_{mn}$	0,76	0,792	0,835	0,861	0,882	0,9	0,932	0,952
$i_m = I_m/I_{mn}$	0,926	0,954	0,978	1	1,035	1,063	1,121	1,177
$\Psi_m = \Psi_m'/\Psi_{mn}$	0,968	0,981	0,991	1	1,013	1,023	1,044	1,064
$i_m = I_m/I_{mn}$	1,261	1,3	1,401	1,507	1,61	1,67	1,79	1,85
$\Psi_m = \Psi_m'/\Psi_{mn}$	1,091	1,1	1,118	1,138	1,16	1,17	1,19	1,2

Tab. 2.2. Doplněná univerzální budící charakteristika



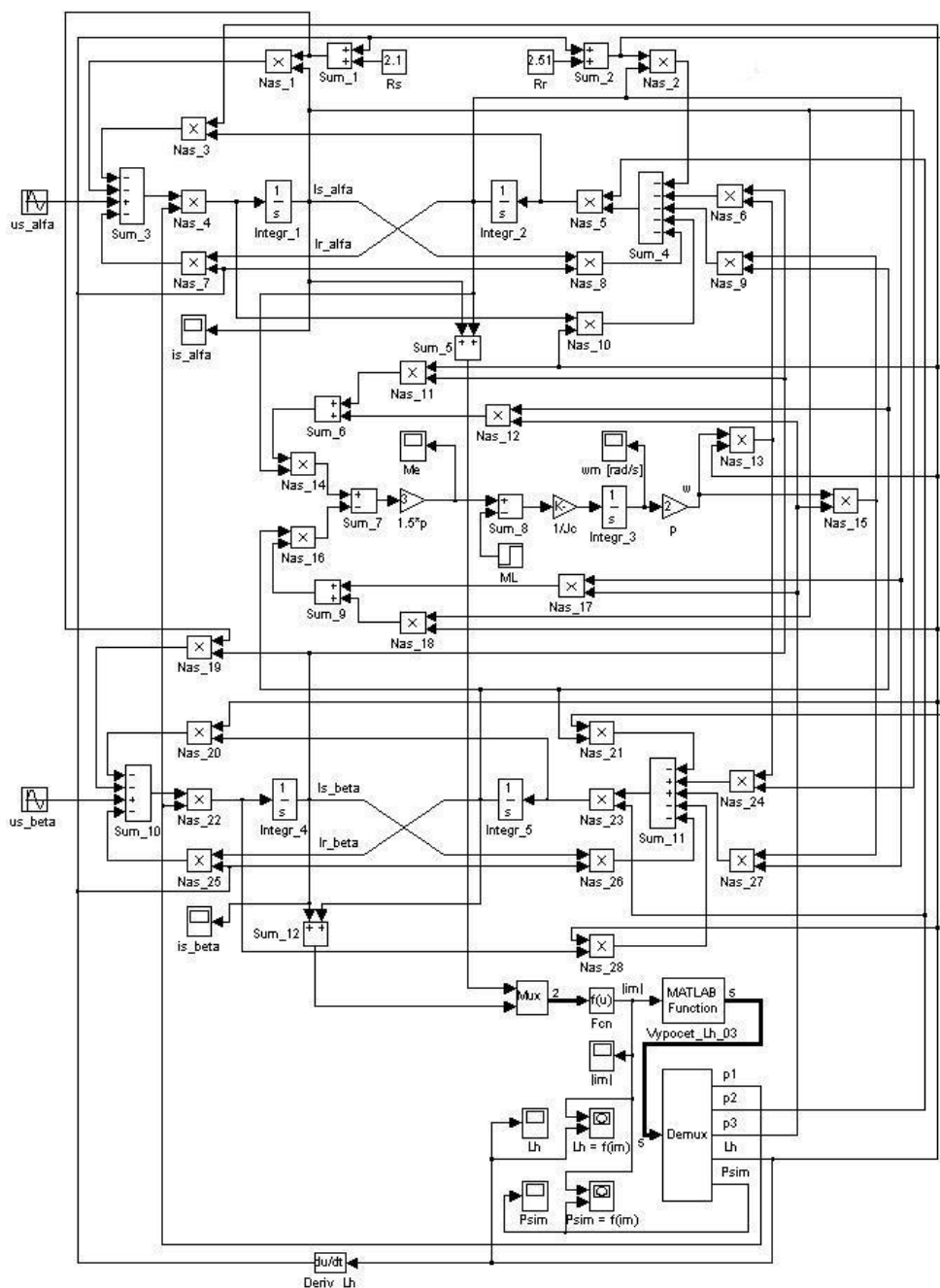
Obr. 2.6. Doplněná univerzální budící charakteristika, $\Psi_m = f(i_m)$ [poměrné hodnoty]



Obr. 2.7. Simulační tokový model asynchronního motoru s integrovanou univerzální budící charakteristikou

2.4 Simulační proudový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

Simulační proudový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu v *souřadnicovém systému* $s(\alpha, \beta)$ – **Obr. 2.8.** vytvoříme na základě rovnic (1.3-16÷33), které byly odvozeny v podkapitole 1.3.



Obr. 2.8. Simulační proudový model asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

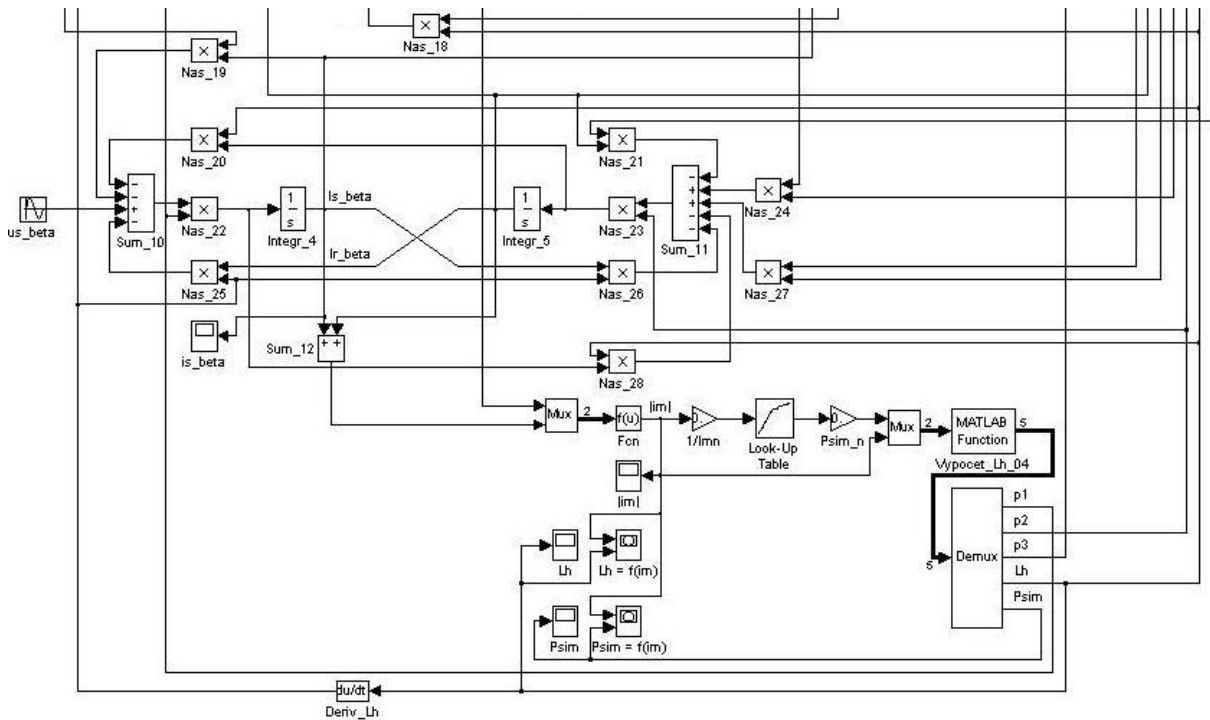
Pro zjednodušení simulace budeme hodnoty rozptylových indukčností fáze statoru i rotoru považovat za konstanty. Jejich časové derivace v rovnicích (1.3-24) a (1.3-29) budou proto rovny nule. Také pro tento model samozřejmě platí pohybová rovnice (1.1-66) a rovnice pro absolutní hodnotu komplexního prostorového vektoru magnetizačního proudu (1.2-3). Pro určení okamžité hodnoty magnetizační indukčnosti L_h je zde opět použit vztah (1.2-6), začleněný do souboru Vypocet_Lh_03.m – blok *MATLAB Function* viz příloha [1].

Část výstupů bloku *MATLAB Function* opět tvoří pomocné proměnné $p1 \div p3$ závislé na okamžité hodnotě indukčnosti L_h :

$$p1 = \frac{1}{L_h + L_{s\sigma}} \quad p2 = \frac{1}{L_h + L_{r\sigma}} \quad p3 = L_h + L_{r\sigma} \quad (2.4-1 \div 3)$$

2.5 Simulační proudový model asynchronního motoru s integrovanou univerzální budicí charakteristikou

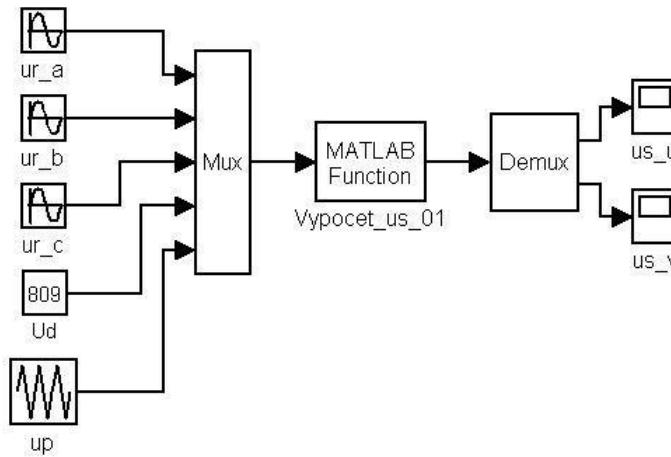
Tento simulační model vychází z předešlého modelu, a tudíž také respektuje vliv nasycení hlavního magnetického obvodu. Protože je většina blokové struktury obou simulačních proudových modelů stejná, je na **Obr. 2.9.** zobrazena pouze část simulačního modelu, která obsahuje odlišnosti v blokové struktuře. Určení okamžité hodnoty indukčnosti L_h je v tomto modelu provedeno stejným způsobem jako v simulačním tokovém modelu asynchronního motoru s integrovanou univerzální budicí charakteristikou. Výpis souboru Vypocet_Lh_04.m – blok *MATLAB Function* viz příloha [1].



Obr. 2.9. Simulační proudový model asynchronního motoru s integrovanou univerzální budicí charakteristikou (výřez)

2.6 Simulační model měniče kmitočtu s napětovým střídačem

Simulační model měniče kmitočtu s napětovým střídačem – **Obr. 2.10.** vytvoříme na základě rovnic (1.4-1÷5), které byly odvozeny v podkapitole 1.4.



Obr. 2.10. Simulační model měniče kmitočtu s napětovým střídačem

Výpis souboru Vypocet_us_01.m – blok *MATLAB Function* viz příloha [1].

2.7 Vytvoření subsystémů ze stávajících simulačních modelů

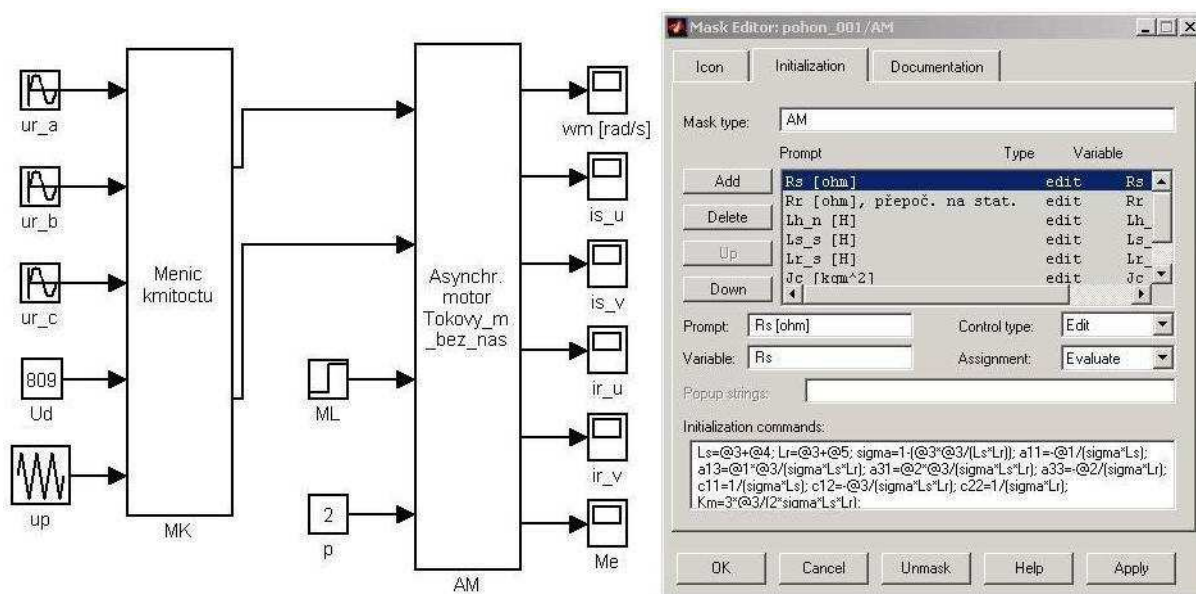
Termín subsystém byl vysvětlen v úvodu kapitoly 2. Vytvoření subsystémů ze stávajících simulačních modelů velice zrychlí a z efektivní případné potřebné změny parametrů. Subsystémy také umožní univerzálnější použití vytvořených simulačních modelů.

Postup tvorby subsystému je následující:

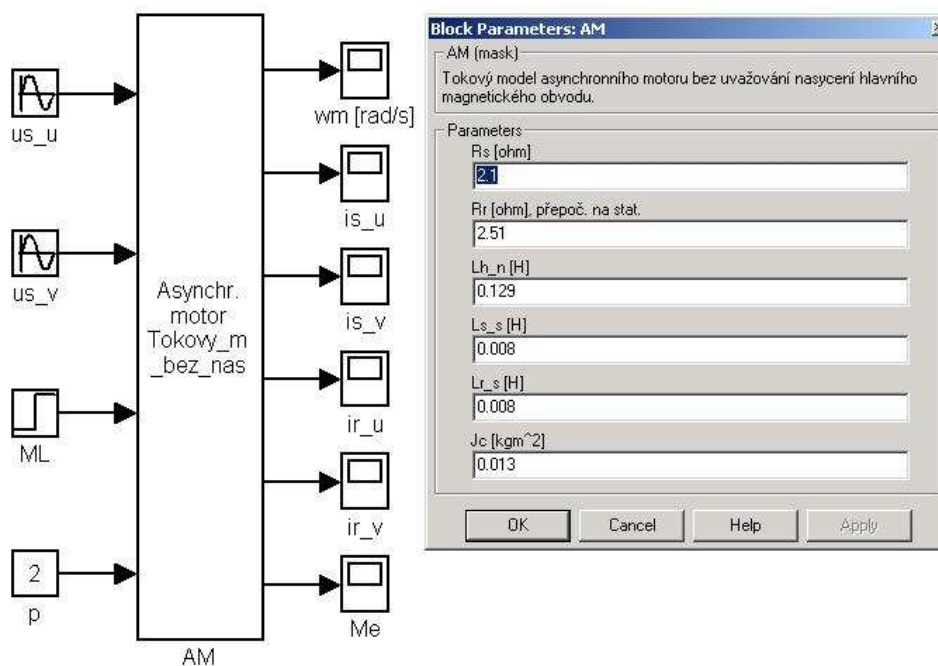
1. Vybereme blok *SubSystem* v prohlížeči systémových knihoven programu MATLAB.
2. Poklepáním na tento blok dojde k otevření programového okna, které umožní začlenit námi požadovanou simulační strukturu do subsystému. To je možné pouhým zkopírováním této struktury do daného okna.
3. Aby bylo možné měnit bloky připojené na vstupy a výstupy vnitřní simulační struktury prostřednictvím hlavního okna subsystému, je třeba vstupy a výstupy v této struktuře nahradit bloky typu *In* a *Out* viz **Obr. 2.13.** a **Obr. 2.14.** Tyto bloky jsou obsahem stejné knihovny MATLABU jako blok *SubSystem*. Tato akce způsobí vygenerování příslušného počtu vstupů a výstupů u bloku *SubSystem*. Na tyto vstupy a výstupy lze pak připojit požadované bloky (např. zdroje signálu, zobrazovací bloky, jiné subsystémy atd.)
4. V dalším kroku je nutné vytvořit tzv. „masku“ subsystému, která umožňuje měnit vybrané parametry ve vnitřní struktuře. V menu *Edit* vybereme příkaz *Mask Subsystem*. V následně otevřeném programovém okně *Mask Editor* zapíšeme jméno masky – **Obr. 2.11.** Tím dojde k tzv. „zamaskování“ vnitřní struktury. V kartě *Initialization* můžeme vytvořit parametry,

jejichž hodnotu si budeme přát měnit prostřednictvím „masky“ **Obr. 2.12.** (masku lze aktivovat poklepáním na blok *SubSystem*). Tyto parametry musí být vhodně začleněny do vnitřní simulační struktury, viz **Obr. 2.13.**, **Obr. 2.14.** a výpisy souborů AM_vypoc_Lh_01+04.m – blok *MATLAB Function* příloha [2].

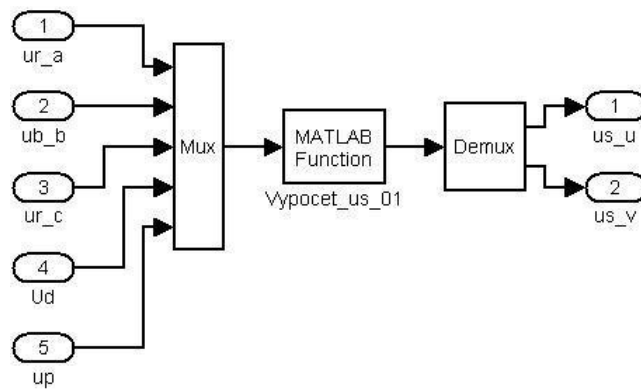
Popsaný postup byl aplikován na všechny simulační modely vytvořené v předchozích podkapitolách. Bloková schémata takto vytvořených subsystémů jsou součástí přílohy [2].



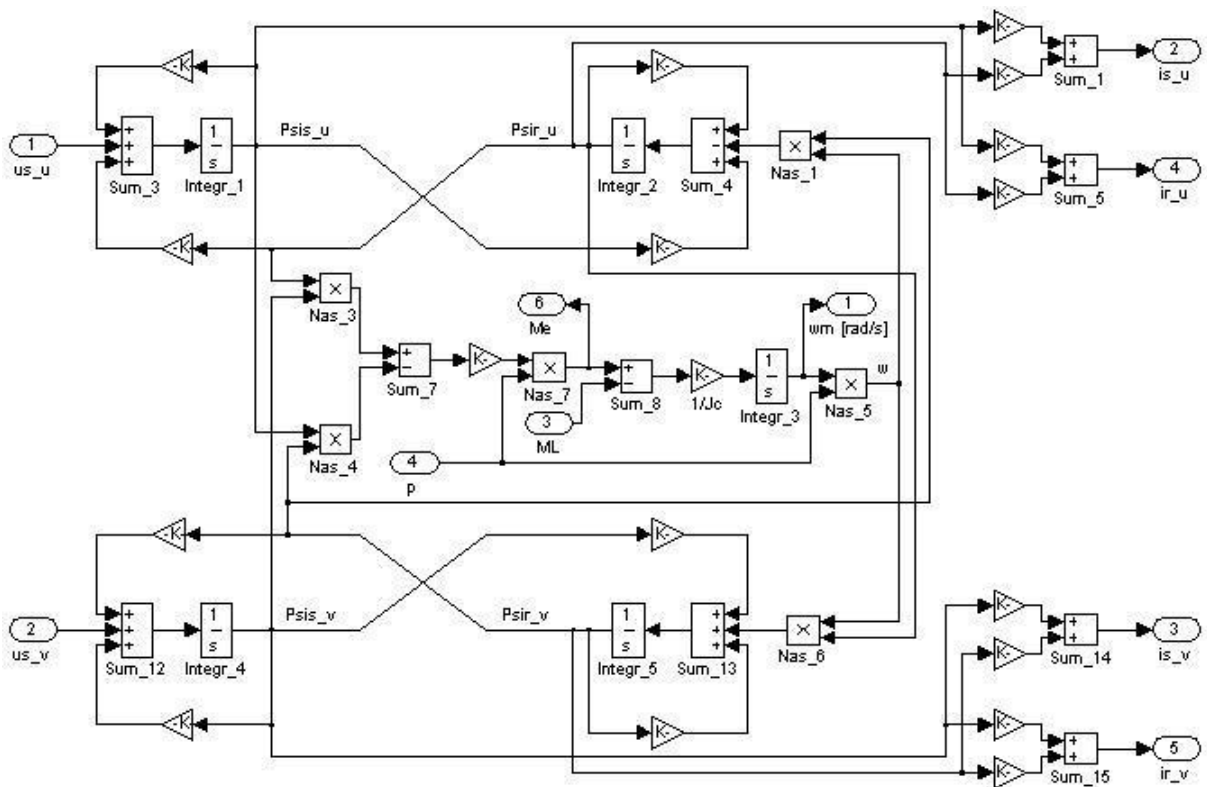
Obr. 2.11. Programové okno Mask Editor



Obr. 2.12. Maska subsystému



Obr. 2.13. Upravené blokové schéma simulačního modelu měniče kmitočtu s napěťovým střídačem



Obr. 2.14. Upravené blokové schéma simulačního modelu asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu

3 Simulační ověření vlastností pohonu s AM

3.1 Porovnání tokových a proudových modelů asynchronního motoru

Porovnání tokových modelů:

Při porovnání obou tokových modelů uvažujících nasycení hlavního magnetického obvodu budeme vycházet z jejich matematických modelů a v nich zvolených způsobech, jakými je v modelech určována okamžitá hodnota hlavní indukčnosti L_h . V obou modelech dochází k určení hlavní indukčnosti L_h pomocí absolutní hodnoty komplexního prostorového vektoru magnetizačního proudu.

V prvním tokovém modelu je pak pro výpočet indukčnosti L_h použit vztah (1.2-6) převzatý z lit. [4]. Ten představuje matematickou závislost indukčnosti L_h na její jmenovité hodnotě L_{hm} , koeficientu K_μ , jmenovité hodnotě magnetizačního proudu i_{mn} a okamžité hodnotě magnetizačního proudu i_m . Určení okamžité hodnoty L_h v tomto modelu probíhá tedy pouze formou výpočtu. Naproti tomu v tokovém modelu, který má v sobě integrovanou univerzální budící charakteristiku, probíhá určení okamžité hodnoty hlavní indukčnosti L_h s použitím hodnot magnetizačního proudu i_m , kterým jsou přiřazeny příslušné hodnoty magnetického toku Ψ_m odměřené v praxi. Konečná okamžitá hodnota L_h je pak získána dosazením těchto hodnot do vztahu $L_h = \Psi_m / i_m$, což je samozřejmě také teoretický matematický vztah, ve kterém ovšem pracujeme s hodnotami získanými praktickým měřením. Z tohoto lze tedy usoudit, že výsledné průběhy veličin při simulaci tokového modelu s integrovanou univerzální budící charakteristikou, by se měly ještě více blížit skutečným průběhům, než výsledné průběhy u simulace modelu obsahujícího teoretický vztah (1.2-6). Samozřejmě bude také záležet na tom, jak přesné bylo odměření hodnot univerzální budící charakteristiky.

Porovnání proudových modelů:

Porovnáním obou proudových modelů uvažujících nasycení hlavního magnetického obvodu dojdeme ke stejnému závěru jako v případě porovnání tokových modelů, protože se příslušné tokové a proudové modely shodují ve způsobu, jakým je v nich určována okamžitá hodnota hlavní indukčnosti L_h .

Porovnání tokových a proudových modelů:

V tomto porovnání pomineme rozdílné určení okamžité hodnoty hlavní indukčnosti L_h , kterým se od sebe navzájem liší tokové a také proudové modely, jak bylo vysvětleno v předchozích porovnáních modelů asynchronního motoru.

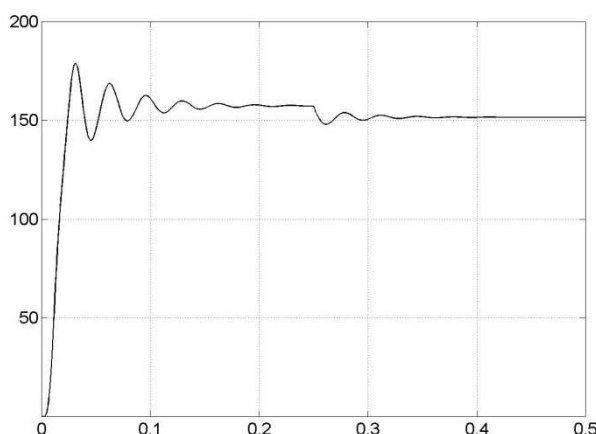
Tokové a proudové modely se od sebe navzájem liší vnitřními stavovými veličinami, což vyplývá z jejich matematických modelů. Vnitřními stavovými proměnnými u tokových modelů jsou statorový tok Ψ_s^k a rotorový tok Ψ_r^k , obsažené ve vztazích (1.1-30) a (1.1-34), které představují napěťové rovnice asynchronního motoru. Vnitřními stavovými proměnnými u proudových modelů jsou statorový proud i_s^k a rotorový proud i_r^k , obsažené ve vztazích (1.3-4) a (1.3-5), které opět představují napěťové rovnice asynchronního motoru. Dále pro statorový a rotorový tok platí vztahy (1.3-2) a (1.3-3). Při zřejmé platnosti všech předchozích uvedených vztahů a na základě matematické věty o derivaci součinu – vztahy (1.3-6÷8), lze tedy usoudit, že výsledné průběhy veličin při simulaci tokových a proudových modelů asynchronního motoru, by měly být pro tokové a jim odpovídající proudové modely naprosto stejné.

3.2 Simulace modelů asynchronního motoru při napájení harmonickým statorovým napětím

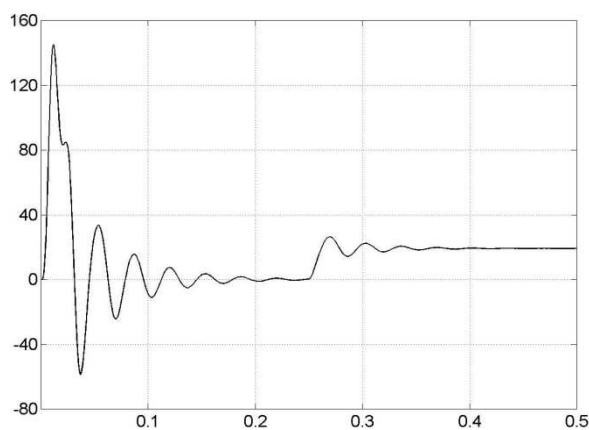
Pro všechny následující simulace asynchronního motoru, bylo použito napájecí harmonické statorové napětí rovné 130 % jmenovité hodnoty ($U_{sef} = 286$ V). Vyšší hodnota napětí byla zvolena proto, aby se více projevil vliv nasycení hlavního magnetického obvodu. Hodnoty motoru potřebné k určení okamžité hodnoty hlavní indukčnosti L_h – vztah (1.2-6) jsou $\Psi_{mn} = 0,88$ Wb, $I_{mn} = 6,79$ A (absolutní hodnoty komplexních prostorových vektorů) a $K_\mu = 2,5$ [9]. Další parametry asynchronního motoru použité v simulačních strukturách obsahuje tabulka **Tab. 1.1.** Rozběh motoru byl při simulacích nastaven naprázdno do doby 0,25 s, kdy byl motor zatížen jmenovitým momentem 19 Nm.

3.2.1 Simulace modelu asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu

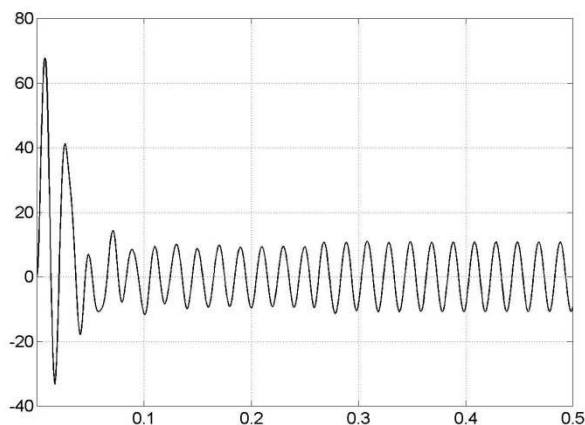
Výstupní zobrazené průběhy této simulace tvoří mechanická rychlost rotoru Ω_m , elektromagnetický moment motoru M_e a složky statorového proudu $i_{s\alpha}$ a $i_{s\beta}$.



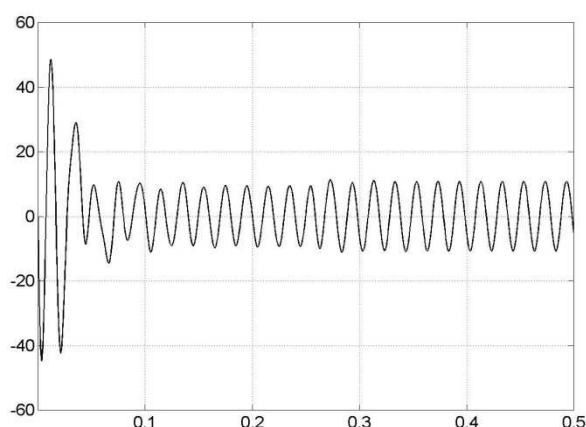
Obr. 3.1. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]



Obr. 3.2. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]



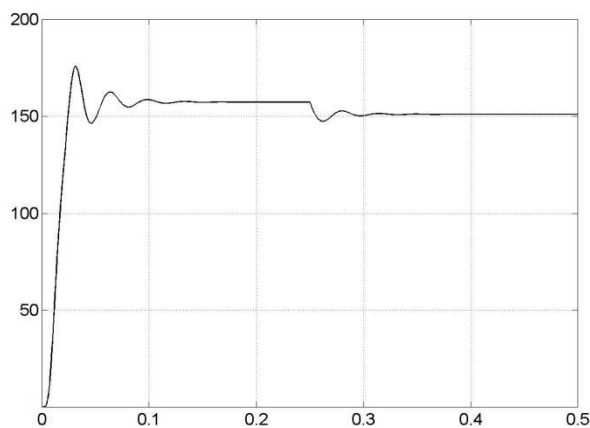
Obr. 3.3. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]



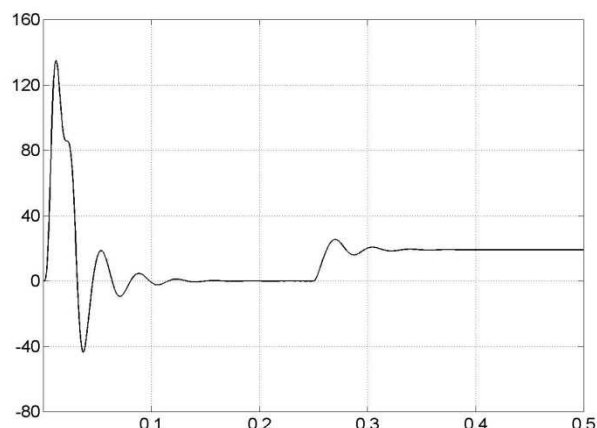
Obr. 3.4. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]

3.2.2 Simulace tokového modelu asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

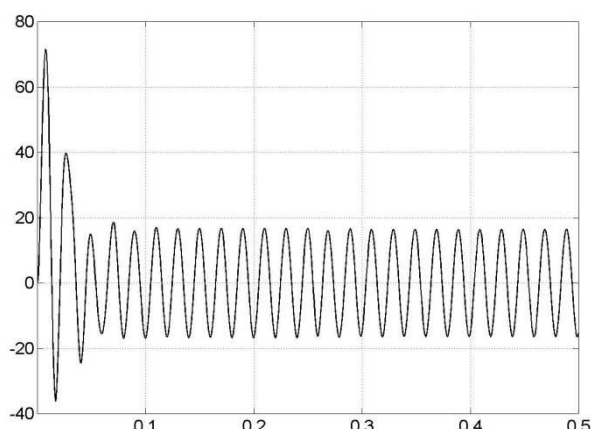
Zobrazené výstupní průběhy této simulace tvoří mechanická rychlost rotoru Ω_m , moment M_e , složky statorového proudu $i_{s\alpha}$ a $i_{s\beta}$, magnetizační proud i_m , hlavní indukčnost L_h a magnetický tok Ψ_m .



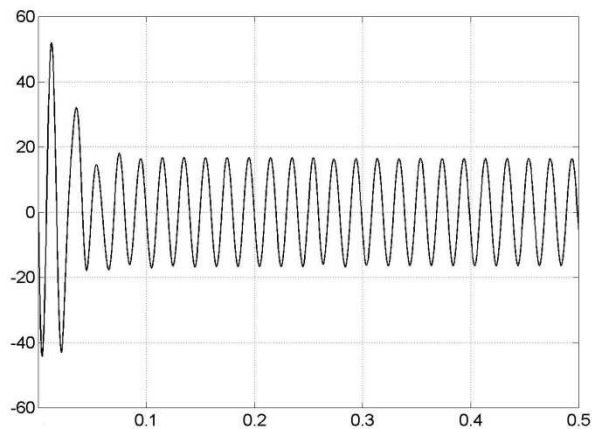
Obr. 3.5. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]



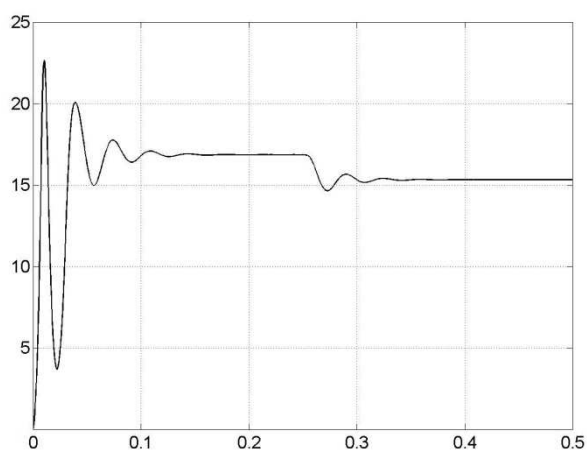
Obr. 3.6. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]



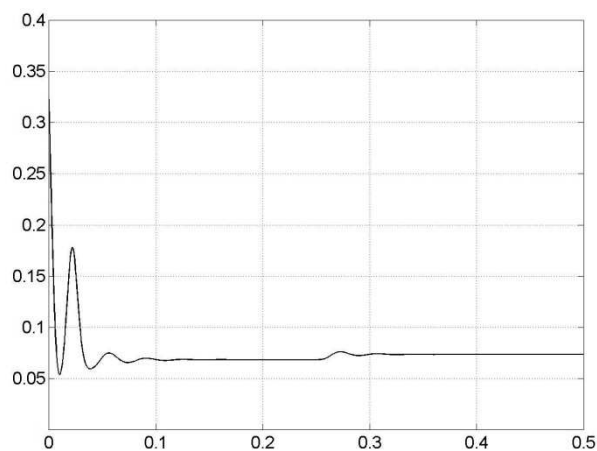
Obr. 3.7. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]



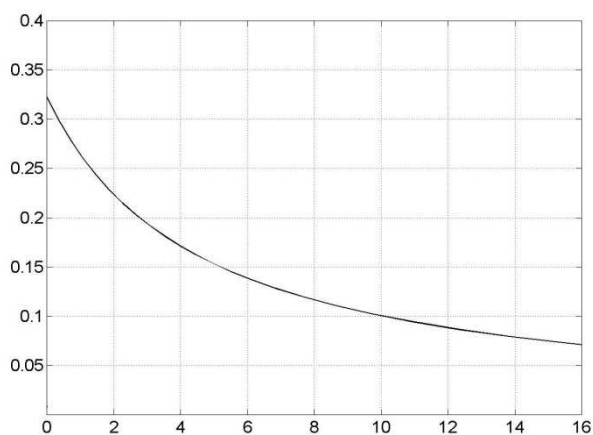
Obr. 3.8. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]



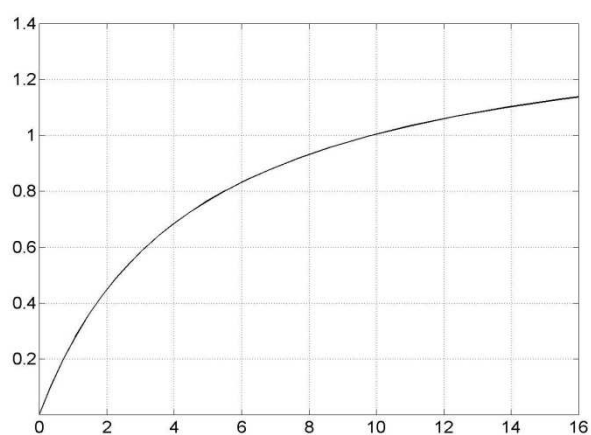
Obr. 3.9. Průběh $i_m = f(t)$ [A, s]



Obr. 3.10. Průběh $L_h = f(t)$ [H, s]



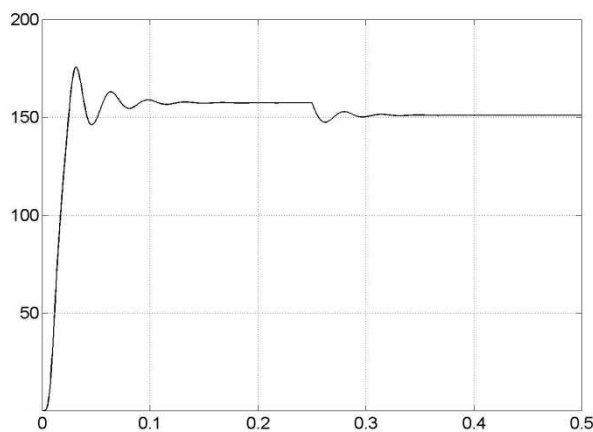
Obr. 3.11. Průběh $L_h = f(i_m)$ [H, s]



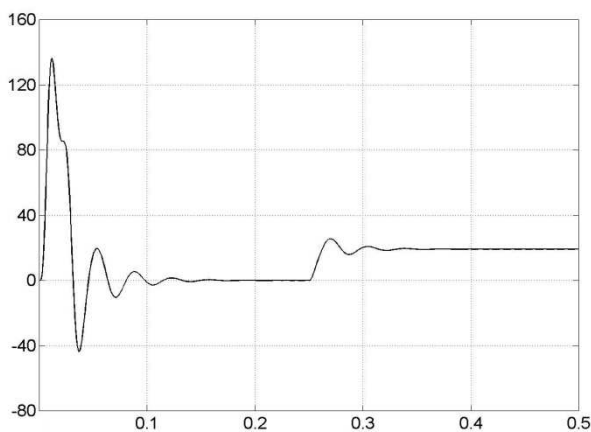
Obr. 3.12. Průběh $\Psi_m = f(i_m)$ [Wb, s]

3.2.3 Simulace tokového modelu AM s integrovanou univerzální budicí charakteristikou

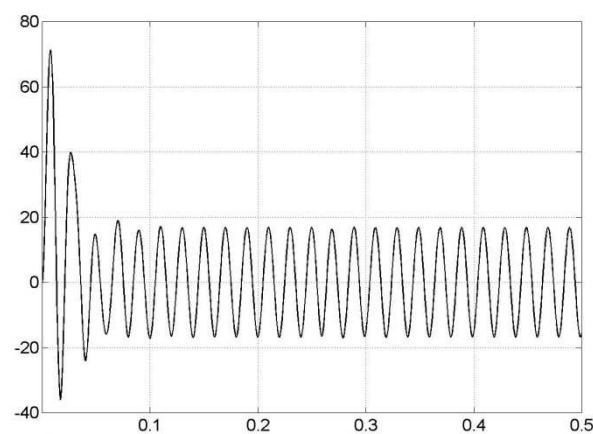
Zobrazené výstupní průběhy této simulace tvoří stejné veličiny jako u předešlé simulace.



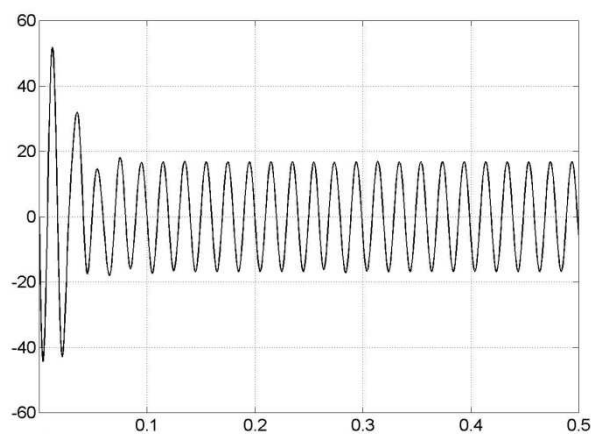
Obr. 3.13. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]



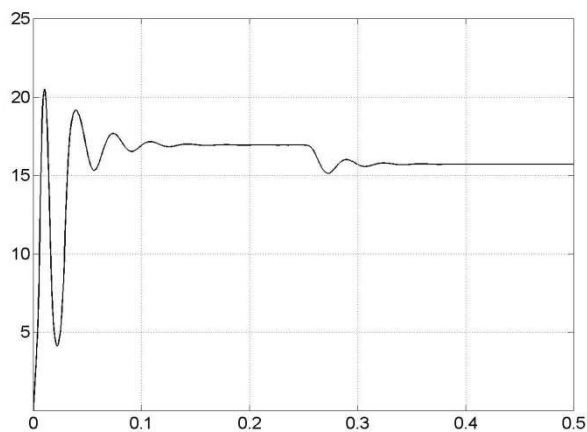
Obr. 3.14. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]



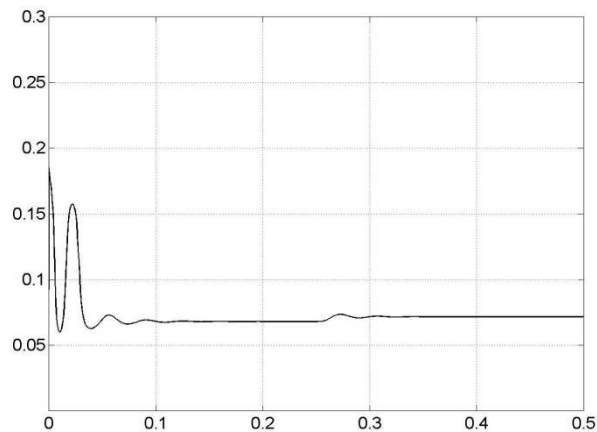
Obr. 3.15. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]



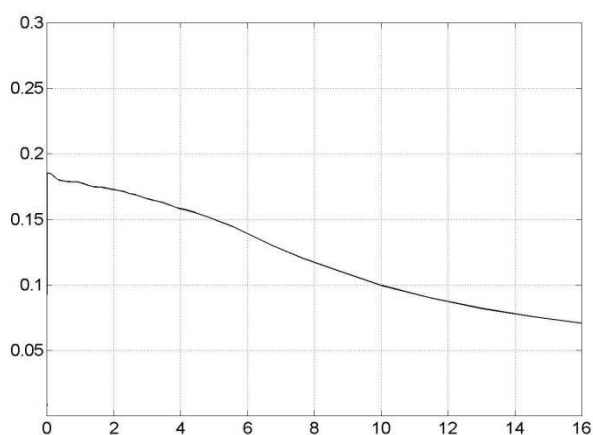
Obr. 3.16. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]



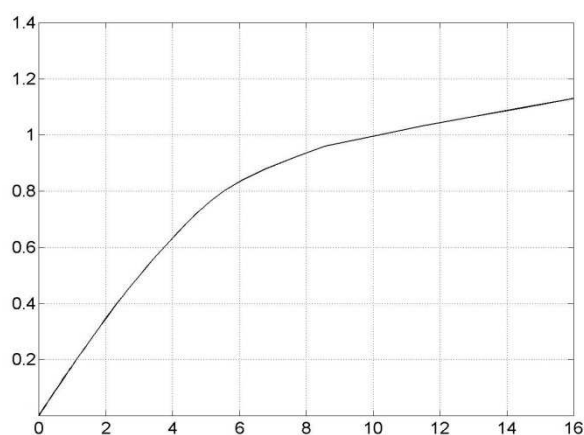
Obr. 3.17. Průběh $i_m = f(t)$ [A, s]



Obr. 3.18. Průběh $L_h = f(t)$ [H, s]



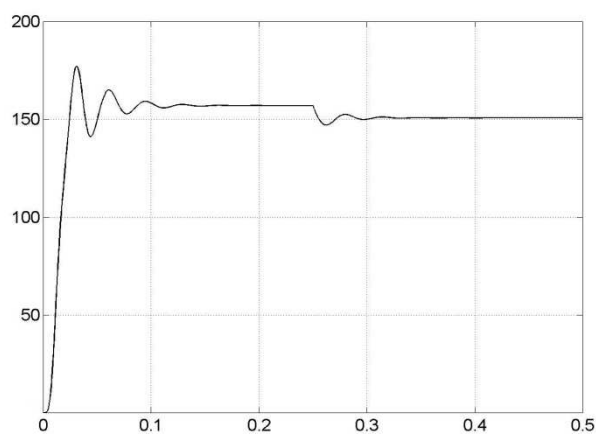
Obr. 3.19. Průběh $L_h = f(i_m)$ [H, s]



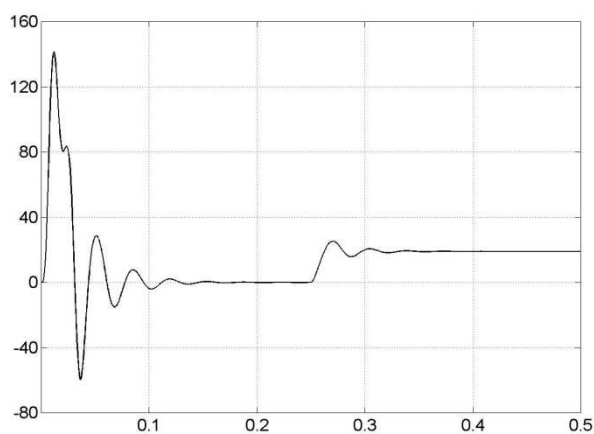
Obr. 3.20. Průběh $\Psi_m = f(i_m)$ [Wb, s]

3.2.4 Simulace proudového modelu AM s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

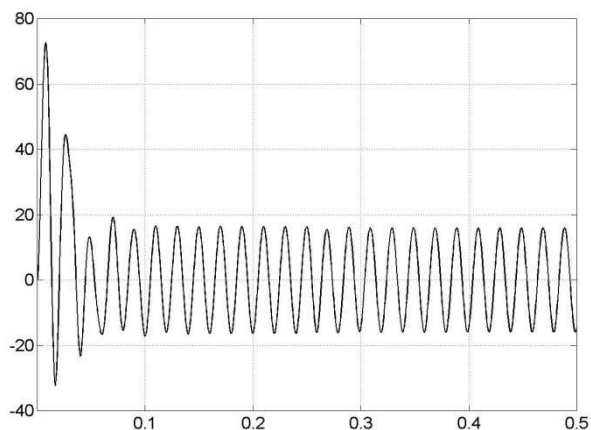
Zobrazené výstupní průběhy této simulace tvoří opět stejné veličiny jako u předešlé simulace.



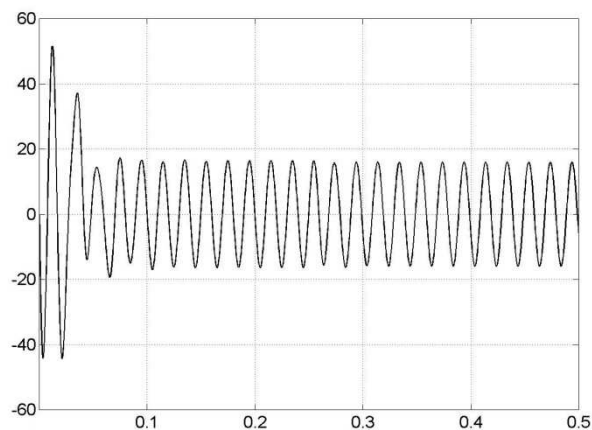
Obr. 3.21. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]



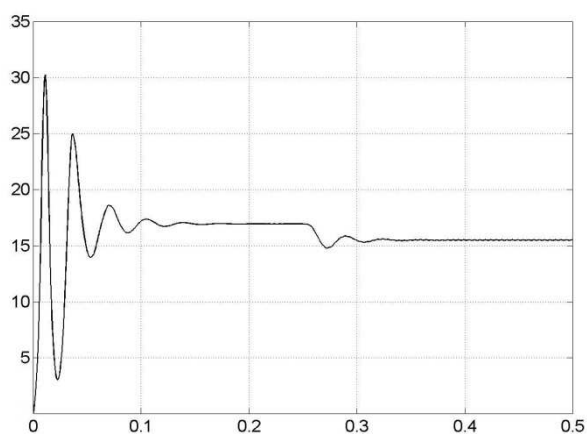
Obr. 3.22. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]



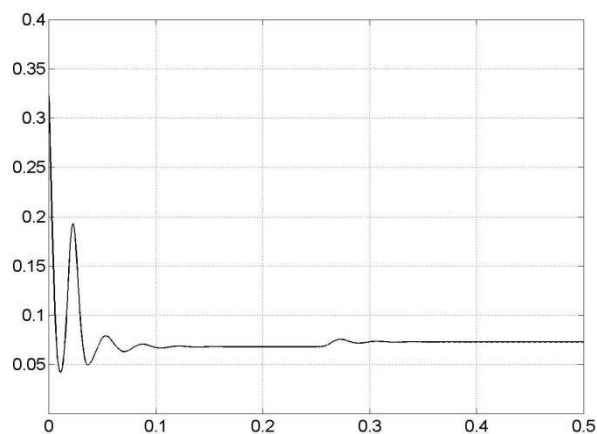
Obr. 3.23. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]



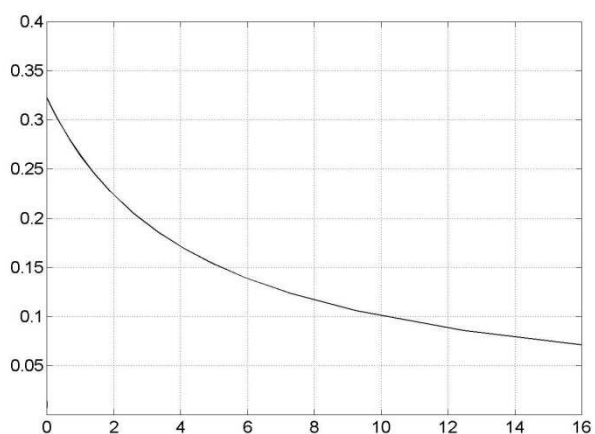
Obr. 3.24. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]



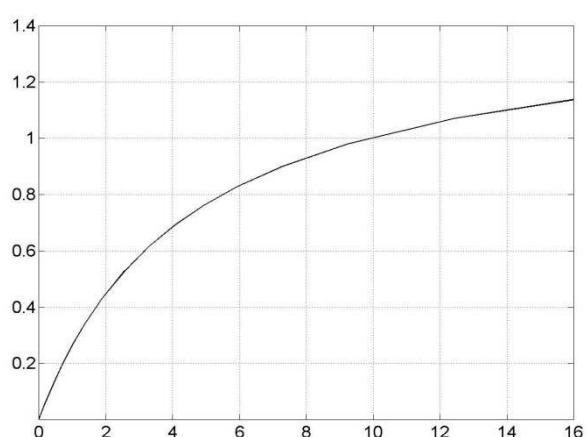
Obr. 3.25. Průběh $i_m = f(t)$ [A, s]



Obr. 3.26. Průběh $L_h = f(t)$ [H, s]



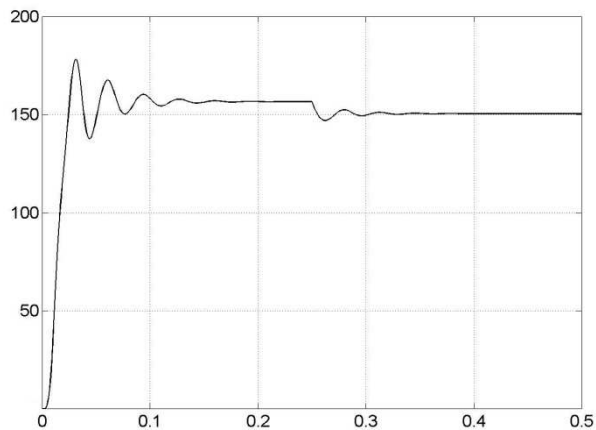
Obr. 3.27. Průběh $L_h = f(i_m)$ [H, s]



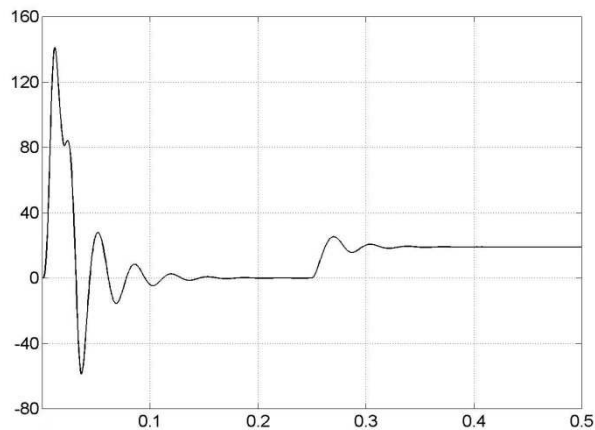
Obr. 3.28. Průběh $\Psi_m = f(i_m)$ [Wb, s]

3.2.5 Simulace proudového modelu AM s integrovanou univerzální budicí charakteristikou

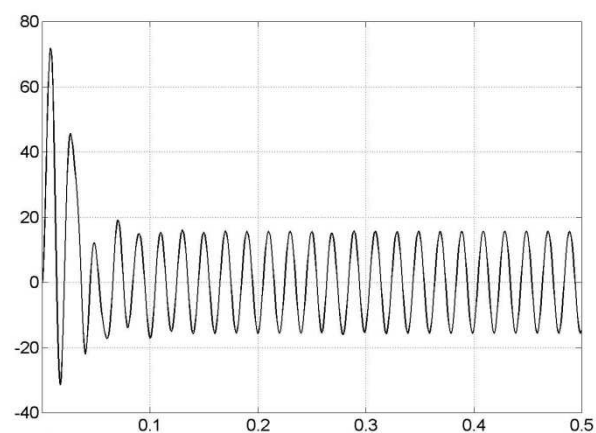
Zobrazené výstupní průběhy této simulace tvoří opět stejné veličiny jako u předešlé simulace.



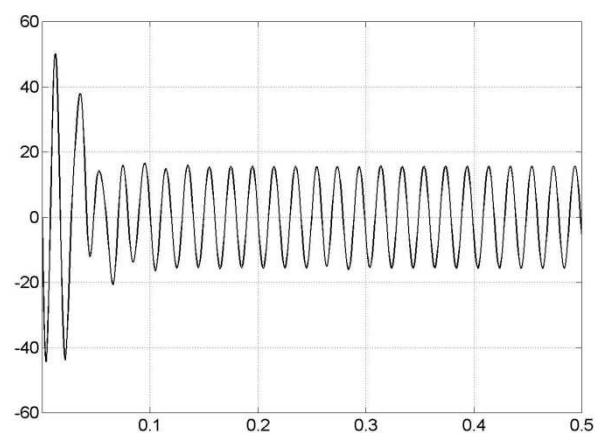
Obr. 3.29. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]



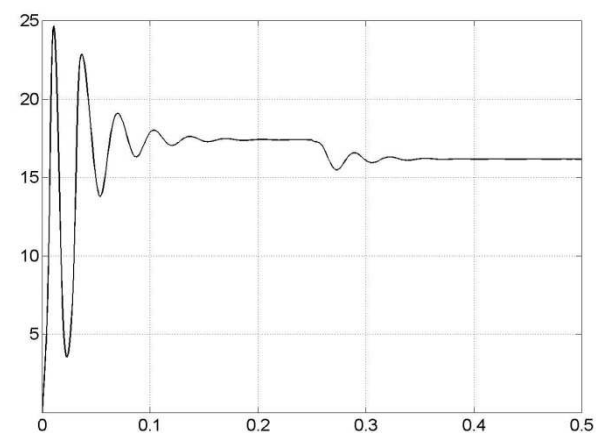
Obr. 3.30. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]



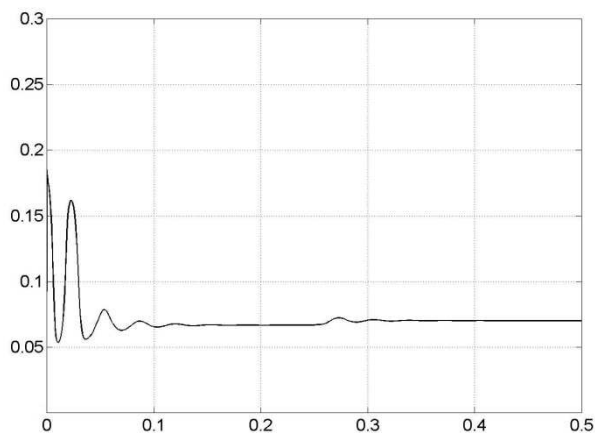
Obr. 3.31. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]



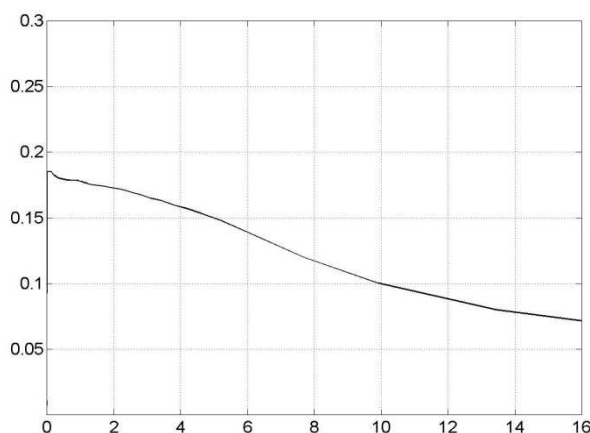
Obr. 3.32. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]



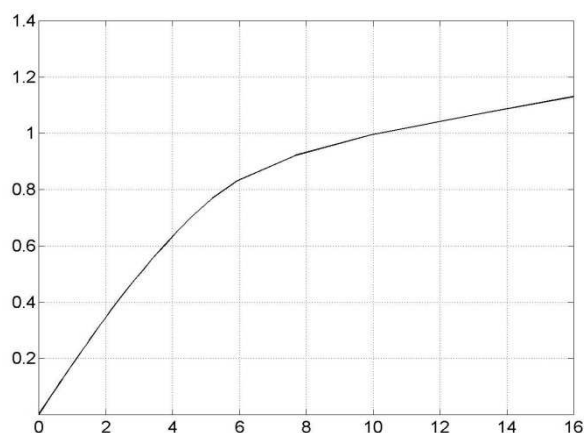
Obr. 3.33. Průběh $i_m = f(t)$ [A, s]



Obr. 3.34. Průběh $L_h = f(t)$ [H, s]



Obr. 3.35. Průběh $L_h = f(i_m)$ [H, s]



Obr. 3.36. Průběh $\Psi_m = f(i_m)$ [Wb, s]

3.3 Simulace modelu AM při napájení z měniče kmitočtu

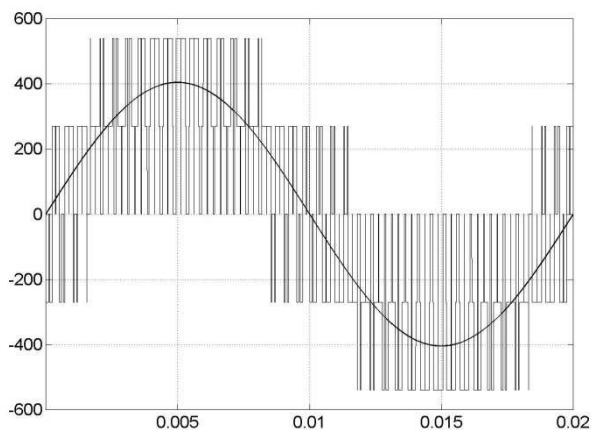
Na základě výsledků předchozích simulací modelů asynchronního motoru při napájení harmonickým napětím, které budou vyhodnoceny později, byl pro simulaci modelu pohonu s asynchronním motorem napájeným z měniče kmitočtu vybrán model bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu. Pokud vyjdeme z již zmíněných výsledků předchozích simulací, jeví se více než dostačující odsimulování jediného modelu pohonu pro ověření korektnosti všech simulačních modelů pohonu s asynchronním motorem napájeným z měniče kmitočtu.

Pro zajištění správného průběhu následující simulace pohonu s asynchronním motorem je nejprve nutné odsimulovat samostatný model měniče kmitočtu s napěťovým střídačem. Teprve po ověření korektnosti průběhů výstupních napětí z modelu měniče kmitočtu, které potvrdí správnost jeho sestavení, je možné odsimulovat celý pohon.

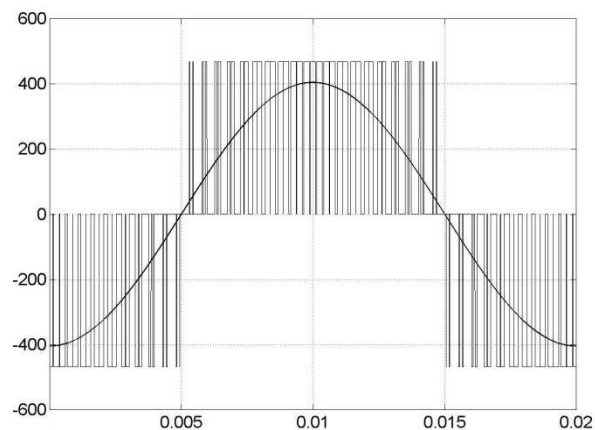
3.3.1 Simulace modelu měniče kmitočtu s napěťovým střídačem

Protože budou později porovnány průběhy simulací asynchronního motoru při harmonickém napájení a při napájení z měniče kmitočtu, je nutné dodržet stejnou velikost napájecího napětí. Napětí U_d ve ss meziobvodu bylo nastaveno na hodnotu 809 V, protože velikost amplitudy napětí U_{Ms} , při harmonickém napájení 130 % U_{sn} , je 404,47 V. Amplituda pilovitého signálu U_p byla nastavena na ± 10 V a kmitočet na 2 kHz.

Do průběhů výstupních modulovaných napětí měniče kmitočtu na Obr. 3.37. a Obr. 3.38. byl přidán průběh harmonického napětí rovný 130 % U_{sn} , který vizuálně potvrdil správnost těchto výstupních napěťových signálů.



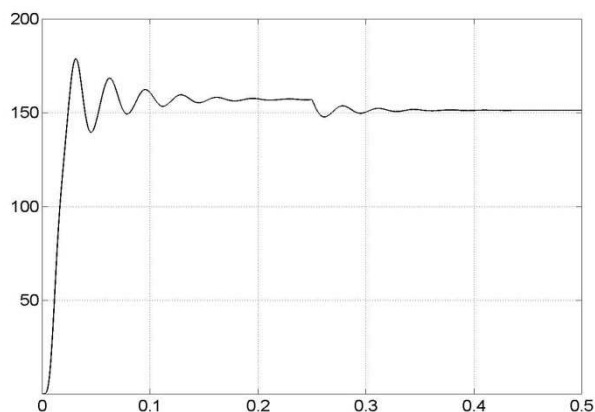
Obr. 3.37. Průběh $u_{s\alpha} = f(t)$ [V, s]



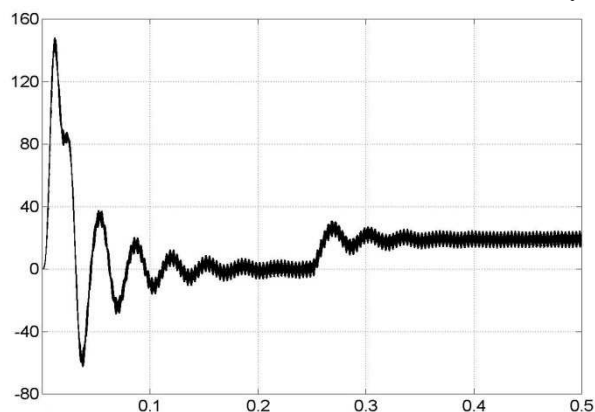
Obr. 3.38. Průběh $u_{s\beta} = f(t)$ [V, s]

3.3.2 Simulace modelu AM bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu

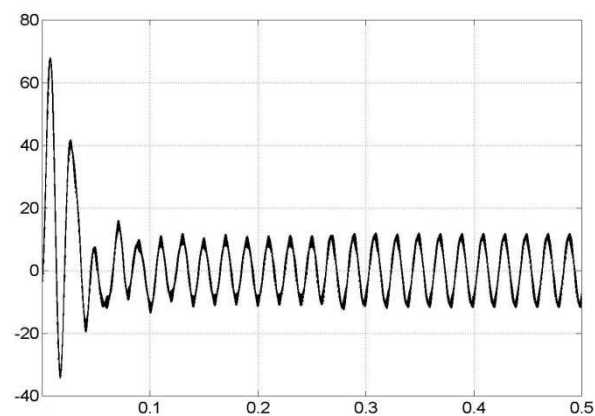
Hodnoty parametrů simulace byly nastaveny shodně s předchozími hodnotami simulací. Pouze maximální i počáteční délka časového kroku byly zkráceny na 10^{-6} kvůli kmitočtu pilovitého napětí f_p .



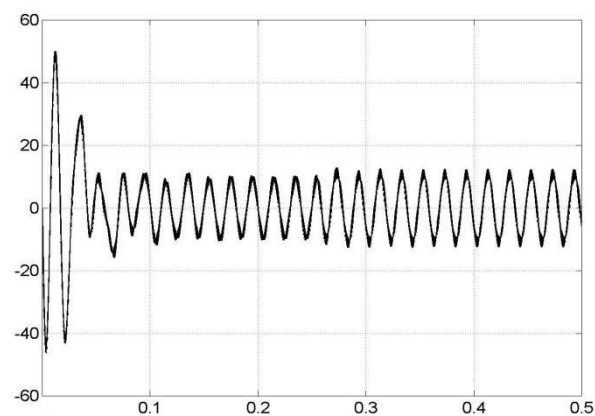
Obr. 3.39. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]



Obr. 3.40. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]



Obr. 3.41. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]



Obr. 3.42. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]

3.4 Zhodnocení výsledků

Protože hlavním úkolem této práce bylo vytvoření simulačních modelů asynchronního motoru pro napájení z měniče kmitočtu s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu, je nutné vytvořené simulační modely uvažující nasycení porovnat nejen mezi sebou, ale také se simulačním modelem, který nerespektuje vliv nasycení hlavního magnetického obvodu.

Při všech simulacích modelů pohonu s asynchronním motorem bylo dodrženo stejné nastavení parametrů simulace. Jedinou výjimku tvoří simulace pohonu s asynchronním motorem neuvažujícím vliv nasycení napájeným z měniče kmitočtu, u které byl zkrácen maximální a počáteční časový krok simulace, kvůli správnému průběhu pilovitého signálu napětí s kmitočtem $f_p = 2$ kHz. Ve všech simulacích byl proveden rozběh motoru naprázdno do doby 0,25 s, kdy byl motor zatížen jmenovitým momentem $M_n = 19$ Nm. To se samozřejmě ve všech případech projevilo poklesem otáček z hodnoty naprázdno. V případě napájení jmenovitým harmonickým nebo modulovaným napětím došlo k poklesu na jmenovité otáčky. Nárůst momentu motoru je doprovázen poklesem hodnoty magnetizačního proudu. Pokles magnetizačního proudu způsobil nárůst hodnoty hlavní indukčnosti L_h . Všechny změny výstupních veličin jsou doprovázeny elektromagnetickými přechodnými ději. Průběhy výstupních odsimulovaných veličin u všech modelů a jejich změny odpovídají teoretickým poznatkům vyjádřeným pomocí vztahů v matematických modelech motoru a měniče kmitočtu, a také znalostem chování asynchronních motorů při jejich skutečném provozu v praxi při napájení z měniče kmitočtu s komparační PWM. Protože jsou tedy průběhy výstupních veličin u všech simulací modelů korektní, potvrzují tím správné odvození matematických modelů motoru a měniče kmitočtu, a také regulérní vytvoření simulačních modelů. Všechny ustálené hodnoty průběhů výstupních veličin simulací jednotlivých modelů pro obě úrovně harmonického napájecího napětí jsou zobrazeny v tabulce **Tab. 3.1.** Průběhy výstupních veličin všech simulací při napájení modelů motoru jmenovitým harmonickým napájecím napětím $U_{sn} = 220$ V a průběhy simulace modelu motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu při napájení modulovanou jmenovitou hodnotou napětí z měniče kmitočtu jsou obsahem přílohy [3].

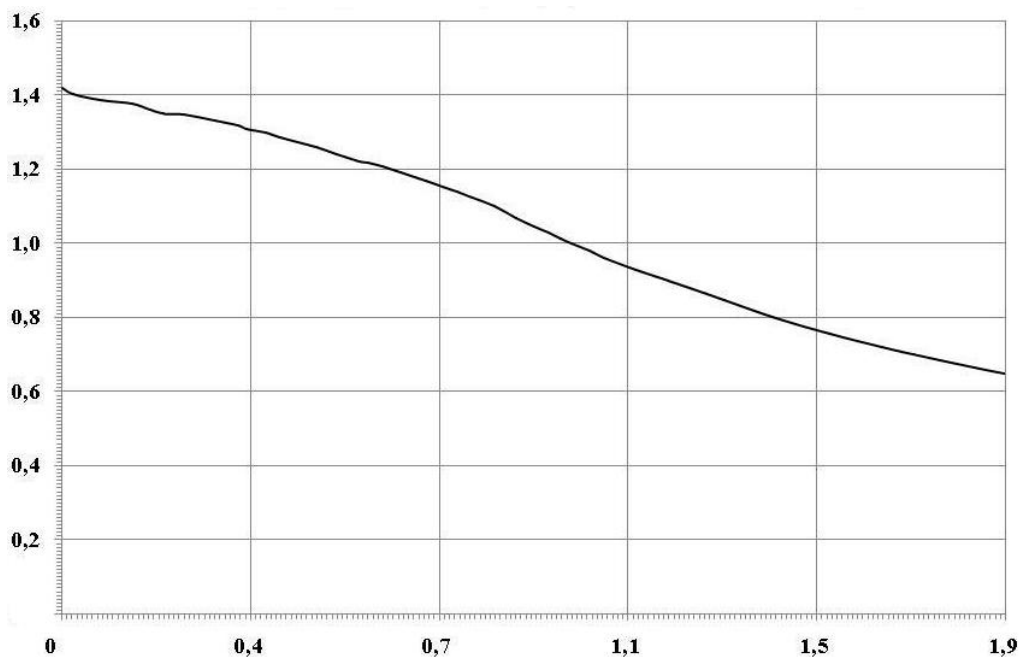
Harm. napájecí napětí = U_{sn}	Ω_m [rad/s]	M_e [Nm]	$i_{s\alpha}$ [A]	$i_{s\beta}$ [A]	$ i_m $ [A]	L_h [Wb]
Model bez nasycení	146,86	19	7,24	7,24	-----	-----
Tokový model s nasycením	146,84	19	7,21	7,21	6,93	0,127
Tokový model - uni. bud. char	146,86	19	7,18	7,18	6,89	0,129
Proudový model s nasycením	146,86	19	7,17	7,17	6,95	0,127
Proudový model - uni. bud. char	146,87	19	7,18	7,18	6,88	0,129
Harm. napájecí napětí = 130 % U_{sn}	Ω_m [rad/s]	M_e [Nm]	$i_{s\alpha}$ [A]	$i_{s\beta}$ [A]	$ i_m $ [A]	L_h [Wb]
Model bez nasycení	151,32	19	7,6	7,6	-----	-----
Tokový model s nasycením	150,79	19	11,58	11,58	15,21	0,074
Tokový model - uni. bud. char	150,75	19	11,85	11,85	15,6	0,072
Proudový model s nasycením	150,79	19	11,45	11,45	15,31	0,074
Proudový model - uni. bud. char	150,77	19	11,73	11,73	15,68	0,072

Tab. 3.1. Ustálené hodnoty průběhů při harmonickém napájecím napětí

Porovnání výstupních průběhů jednotlivých modelů motoru:

Při porovnání výstupních průběhů simulačního modelu motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu s výstupními průběhy kteréhokoliv modelu motoru uvažujícího nasycení při harmonickém napájecím napětí rovném 130 % U_{sn} vidíme, že největší rozdíl je v ustálených hodnotách proudů $i_{s\alpha}$ a $i_{s\beta}$, které jsou u modelů s uvažováním nasycení 1,5 krát větší než u modelu bez uvažování nasycení. Tento rozdíl je způsoben poklesem hodnoty hlavní indukčnosti L_h po rozběhu motoru. Z průběhů mechanických otáček Ω_m je také patrné, že otáčky jsou u modelů uvažujících nasycení více tlumeny než u modelu bez uvažování nasycení.

Při porovnání odsimulovaných průběhů veličin obou tokových modelů s uvažováním nasycení vidíme, že největší rozdíl je v průběhu $\Psi_m = f(i_m)$ a samozřejmě také v průběhu $L_h = f(i_m)$. Rozdíl modelů v těchto dvou průbězích závislosti je dán způsobem určení okamžité hodnoty hlavní indukčnosti L_h , jak již bylo předesláno při předběžném srovnání těchto dvou modelů v podkapitole 3.1. Výsledky simulací toto srovnání potvrzují. Znovu je třeba zdůraznit, že možné větší přiblížení se modelu s integrovanou univerzální budicí charakteristikou skutečným hodnotám, záleží na přesnosti průběhu měření hodnot univerzální budicí charakteristiky na skutečném motoru. Průběh $L_h = f(i_m)$ vykreslený z hodnot doplněné univerzální budicí charakteristiky je na **Obr. 3.1.**



Obr. 3.1. $L_h = f(i_m)$ [poměrné hodnoty]

Při porovnání odsimulovaných průběhů veličin obou proudových modelů uvažujících nasycení hlavního magnetického obvodu dojdeme ke stejnému závěru jako při porovnání průběhů veličin mezi tokovými modely uvažujícími nasycení. Srovnání průběhů obou proudových modelů tedy opět splnilo předpoklady vyjádřené v předběžném srovnání těchto modelů uvedené v podkapitole 3.1.

Porovnáním průběhů výstupních veličin mezi tokovými a proudovými modely uvažujícími nasycení hlavního magnetického obvodu vidíme, že se potvrzují předpoklady vyjádřené v předběžném srovnání těchto modelů uvedené v podkapitole 3.1. Toto srovnání bylo založeno na platnosti matematických vztahů uvedených při tvorbě těchto modelů. Shodnost vyjádření uvedených časových derivací byla dokázána na základě matematické věty o derivaci součinu. Jednotlivé odsimulované průběhy výstupních veličin jsou při srovnání tokových a jím odpovídajících proudových modelů téměř shodné. Jediný rozdíl je v hodnotách prvního překmitu magnetizačního proudu i_m a jím daného překmitu hlavní indukčnosti L_h při přechodném elektromagnetickém ději. Tento překmit nemá vliv na ustálené hodnoty průběhů viz **Tab. 3.1.** U proudových modelů je tento překmit vyšší než u tokových modelů se stejným způsobem určení okamžité hodnoty indukčnosti L_h . Tento jev je způsoben samotným programem MATLAB a jeho algoritmy použitými při výpočtech hodnot simulovaných průběhů.

Při porovnání odsimulovaných průběhů výstupních veličin simulace modelu asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu při harmonickém napájení a při napájení z měniče kmitočtu dojdeme k závěru, že výstupní průběhy veličin při modulovaném napájení absolutně přesně kopírují výstupní průběhy veličin při harmonickém napájení. Na výstupních průbězích při napájení z měniče kmitočtu je dobře patrný rozkmit signálu, který je dán modulační frekvencí odpovídající frekvenci pilovitého napětí $f_p = 2$ kHz použité při PWM. Simulace při napájení z měniče kmitočtu byla provedena pouze na tomto jediném modelu asynchronního motoru viz podkapitola 3.3.

4 Závěr

Výsledkem této práce je pět samostatných simulačních modelů pohonu s asynchronním motorem napájeným z měniče kmitočtu s napěťovým střídačem s komparační PWM. Všechny simulační modely byly vytvořeny na základě sestavených matematických modelů. Protože hlavním cílem u sestavovaných modelů bylo postihnout vliv nasycení hlavního magnetického obvodu, byl nejprve sestaven jednoduchý matematický model motoru bez uvažování vlivu nasycení, který respektuje elektromagnetické přechodné děje. Tento model byl upraven zavedením výpočtu okamžité hodnoty hlavní indukčnosti L_h v každém kroku simulace. Díky této úpravě začal model respektovat vliv nasycení hlavního magnetického obvodu. Tímto se model více přiblížil skutečnému pohonu, protože u reálného motoru není hlavní indukčnost konstantní, ale je dána poměrem hodnot magnetického toku Ψ_m , který je nelineární funkcí magnetizačního proudu i_m (nelineární \rightarrow zvětšení magnetického odporu vlivem sycení železa motoru). Zavedení okamžité hodnoty hlavní indukčnosti do simulačního modelu asynchronního motoru proběhlo dvěma způsoby. První způsob zahrnoval jen použití matematického vztahu (1.2-6). U druhého způsobu byl použit nejen matematický vztah $L_h = \Psi_m / i_m$, ale také hodnoty univerzální budící charakteristiky odměřené na skutečném motoru. Dva různé způsoby určení okamžité hodnoty indukčnosti L_h rozdělilo původní jeden model bez uvažování sycení na dva samostatné modely s uvažováním vlivu sycení. Protože při sestavování samotného matematického modelu asynchronního motoru je možné vycházet z jeho různých vnitřních veličin, tzv. stavových proměnných, byly pro sestavení prvního matematického modelu motoru použity jako stavové proměnné jen spřažené magnetické toky statoru a rotoru – tokový model. Další stavové proměnné tvoří proudy statoru a rotoru. Druhý matematický model byl proto vytvořen s pomocí těchto stavových proměnných – proudový model. Na základě tohoto matematického modelu byly vytvořeny také dva samostatné simulační modely, které se od sebe navzájem liší stejným způsobem jako oba tokové modely. Protože je v praxi pro napájení asynchronních motorů velice často používán měnič kmitočtu, byl také sestaven jeho matematický model a z něj vytvořen model simulační, u kterého je výstupní napětí řízeno komparační PWM.

Pro ověření správného sestavení matematických modelů a korektního vytvoření simulačních modelů pohonu s asynchronním motorem byly na všech simulačních modelech provedeny simulace pro různé druhy napájení. Jak již bylo uvedeno výše, simulace pohonu s asynchronním motorem napájeným z měniče kmitočtu byla až do konce provedena jen s nejjednodušším simulačním modelem motoru, tedy bez uvažování nasycení. Simulace na tomto jediném modelu motoru byla na základě předchozích srovnání uznána jako dostatečná, přesto byly provedeny simulace i s jinými simulačními modely motoru při napájení z měniče kmitočtu, které ovšem tato práce neobsahuje. Důvodem je velká časová náročnost těchto simulací. Už simulace na prvním modelu bez uvažování nasycení probíhala cca 1,5 hod, proto bylo od proběhnutí simulací modelů s uvažováním nasycení v celém přednastaveném čase upuštěno. Přesto i částečné výstupní průběhy těchto simulací potvrdily následující závěry. Z vyhodnocení výstupních průběhů veličin, které je provedeno v podkapitole 3.4 je možné konstatovat, že odsimulované průběhy odpovídají skutečnosti, samozřejmě s přihlédnutím k přijatým zjednodušujícím podmínkám při tvorbě matematických modelů, a tudíž všechny simulační modely byly vytvořeny korektně a v souladu s teoretickými i praktickými poznatky o provozu asynchronních motorů. Ke stejnému závěru dojdeme také, porovnáme-li ustálené hodnoty průběhů veličin při napájení jmenovitým harmonickým napětím zapsané do tabulky **Tab. 3.1.** se jmenovitými hodnotami uvedenými v **Tab. 1.1.** Při tomto porovnání byl největší rozdíl mezi hodnotami proudů $i_{s\alpha}$ a $i_{s\beta}$ u proudového modelu s uvažováním nasycení a jmenovitou hodnotou statorového proudu, který je o 4,53 % větší. Tento rozdíl je ale zanedbatelný.

Použitá literatura

- [1] BRANDŠTETTER, P.: *Elektrické regulované pohony III*. Učební texty pro kombinované a distanční studium, VŠB TU Ostrava 2005;
- [2] BRANDŠTETTER, P.: *Střídavé regulační pohony – Moderní způsoby řízení*. Ostrava 1999;
- [3] BROWN, J. E. – KOVACS, K. P. – VAS, P.: *A Method of Including the Effect of Main Flux Path Saturation in the Generalized Equations of A. C. Machines*. In: IEEE Transaction on PAS, Vol. PAS – 102 (1983), No. 1, pp. 96-103;
- [4] BULGAKOV, A. A.: *Řízení asynchronních motorů měniči frekvence*, SNTL, Praha 1989;
- [5] ČERMÁK, T.: *Elektrické pohony*, Skriptum VŠB TU Ostrava 1987;
- [6] KOZÁK, Š. – KAJAN, S.: *Matlab – Simulink I*, Skriptum, STU Bratislava 1999;
- [7] KOZÁK, Š.: *Matlab – Simulink II*, Skriptum, STU Bratislava 1999;
- [8] MELKEBEEK, J. A. A.: *A Magnetising – Field Saturation and Dynamic Behaviour of Induction Machines*. In: IEEE Proceeding, Pt. B., Vol. 130 (1983), No. 1, pp. 1-17;
- [9] NEBORÁK, I.: *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Monografie, VŠB TU Ostrava 2002;
- [10] NEBORÁK, I.: *Příspěvek k modelování a simulaci střídavých regulačních pohonů*. Kandidátská disertační práce, VŠB TU Ostrava 1992;
- [11] NEBORÁK, I. – PALACKÝ, P. – SLÁDEČEK, V. – VRÁNA, V.: *Elektrické pohony*. Sylaby do cvičení, VŠB TU Ostrava 2002;

Seznam příloh

Příloha [1] Výpis souborů realizujících výpočet hlavní indukčnosti L_h – modely AM:

- Vypocet_Lh_01.m, Vypocet_Lh_02.m, Vypocet_Lh_03.m, Vypocet_Lh_04.m;

Výpis souboru realizujícího výpočet složek napětí $u_{s\alpha}$ a $u_{s\beta}$ – model měniče kmitočtu:

- Vypocet_us_01.m;

Příloha [2] Bloková schémata subsystémů AM a jejich vnitřní struktury;

Výpis souborů realizujících výpočet hlavní indukčnosti L_h – subsystémy AM:

- AM_vypoc_Lh_01.m, AM_vypoc_Lh_02.m, AM_vypoc_Lh_03.m,
AM_vypoc_Lh_04.m;

Příloha [3] Odsimulované průběhy výstupních veličin všech modelů pohonů s AM při jmenovitém harmonickém napájecím napětí $U_{sn} = 220$ V;

Odsimulované průběhy výstupních veličin modelu pohonu s AM bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu napájeným z měniče kmitočtu;

Přílohy

**Modelování a simulace asynchronního motoru pro
napájení z měniče kmitočtu**

2009

Michael Kačník

Příloha [1] Výpis souborů realizujících výpočet hlavní indukčnosti L_h – modely AM:

- Vypocet_Lh_01.m, Vypocet_Lh_02.m, Vypocet_Lh_03.m, Vypocet_Lh_04.m;

Výpis souboru realizujícího výpočet složek napětí $u_{s\alpha}$ a $u_{s\beta}$ – model měniče kmitočtu:

- Vypocet_us_01.m;

Příloha [2] Bloková schémata subsystémů AM a jejich vnitřní struktury;

Výpis souborů realizujících výpočet hlavní indukčnosti L_h – subsystémy AM:

- AM_vypoc_Lh_01.m, AM_vypoc_Lh_02.m, AM_vypoc_Lh_03.m,
AM_vypoc_Lh_04.m;

Příloha [3] Odsimulované průběhy výstupních veličin všech modelů pohonů s AM při jmenovitém harmonickém napájecím napětí $U_{sn} = 220$ V;

Odsimulované průběhy výstupních veličin modelu pohonu s AM bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu napájeným z měniče kmitočtu;

Příloha [1]

Vypocet_Lh_01.m

```
% Tokovy model AM s uvazovanim nasyceni hlavniho magnetickeho obvodu

% Vypocet hodnoty hlavni indukcnosti Lh
% =====

% vstupy:
% in(1).....im_magnetizacni proud

% vystupy:
% out(1)....p1_pomocny parametr
% out(2)....p2_pomocny parametr
% out(3)....p3_pomocny parametr
% out(4)....p4_pomocny parametr
% out(5)....p5_pomocny parametr
% out(6)....p6_pomocny parametr
% out(7)....p7_pomocny parametr
% out(8)....Lh_hlavni indukcnost
% out(9)....Lh*im_magneticky tok

% =====

function [out] = Vypocet_Lh_01(in);

im=in(1);

Lh=0.129*(2.5/((1+(2.5-1)*(im/6.79))));

p1=(1)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008));
p2=p1;
p3=(2.1)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008));
p4=(2.51)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008));
p5=(Lh)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008)*(Lh+0.008));
p6=(Lh*2.1)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008)*(Lh+0.008));
p7=(Lh*2.51)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008)*(Lh+0.008));

out(1)=p1;
out(2)=p2;
out(3)=p3;
out(4)=p4;
out(5)=p5;
out(6)=p6;
out(7)=p7;
out(8)=Lh;
out(9)=Lh*im;

end;
```

Vypocet_Lh_02.m

```
% Tokovy model AM s uvazovanim nasyceni hlavniho magnetickeho obvodu
% - univerzalni budici charakteristika

% Vypocet hodnoty hlavni indukcnosti Lh
% =====

% vstupy:
% in(1).....Psim_magneticky tok
% in(2).....im_magnetizacni proud

% vystupy:
% out(1)....p1_pomocny parametr
% out(2)....p2_pomocny parametr
% out(3)....p3_pomocny parametr
% out(4)....p4_pomocny parametr
% out(5)....p5_pomocny parametr
% out(6)....p6_pomocny parametr
% out(7)....p7_pomocny parametr
% out(8)....Lh_hlavni indukcnost
% out(9)....Psim_magneticky tok

% =====

function [out] = Vypocet_Lh_02(in);

Psim=in(1);
im=in(2);

Lh=Psim/(im+1e-200);

p1=(1)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008));
p2=p1;
p3=(2.1)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008));
p4=(2.51)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008));
p5=(Lh)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008)*(Lh+0.008));
p6=(Lh*2.1)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008)*(Lh+0.008));
p7=(Lh*2.51)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+0.008)*(Lh+0.008))))*(Lh+0.008)*(Lh+0.008));
p8=Lh;

out(1)=p1;
out(2)=p2;
out(3)=p3;
out(4)=p4;
out(5)=p5;
out(6)=p6;
out(7)=p7;
out(8)=Lh;
out(9)=Psim;

end;
```

Vypocet_Lh_03.m

```
% Proudovy model AM s uvazovanim nasyceni hlavniho magnetickeho obvodu

% Vypocet hodnoty hlavni indukcnosti Lh
% =====

% vstupy:
% in(1).....im_magnetizacni proud

% vystupy:
% out(1)....p1_pomocny parametr
% out(2)....p2_pomocny parametr
% out(3)....p3_pomocny parametr
% out(4)....Lh_hlavni indukcnost
% out(5)....Lh*im_magneticky tok

% =====

function [out] = Vypocet_Lh_03(in);

im=in(1);

Lh=0.129*(2.5/((1+(2.5-1)*(im/6.79))));

p1=1/(Lh+0.008);
p2=p1;
p3=(Lh+0.008);

out(1)=p1;
out(2)=p2;
out(3)=p3;
out(4)=Lh;
out(5)=Lh*im;

end;
```

Vypocet_Lh_04.m

```
% Proudovy model AM s uvazovanim nasyceni hlavniho magnetickeho obvodu
% - univerzalni budici charakteristika

% Vypocet hodnoty hlavni indukcnosti Lh
% =====

% vstupy:
% in(1).....Psim_magneticky tok
% in(2).....im_magnetizacni proud

% vystupy:
% out(1)....p1_pomocny parametr
% out(2)....p2_pomocny parametr
% out(3)....p3_pomocny parametr
% out(4)....Lh_hlavni indukcnost
% out(5)....Psim_magneticky tok

% =====

function [out] = Vypocet_Lh_04(in);

Psim=in(1);
im=in(2);

Lh=Psim/(im+1e-200);

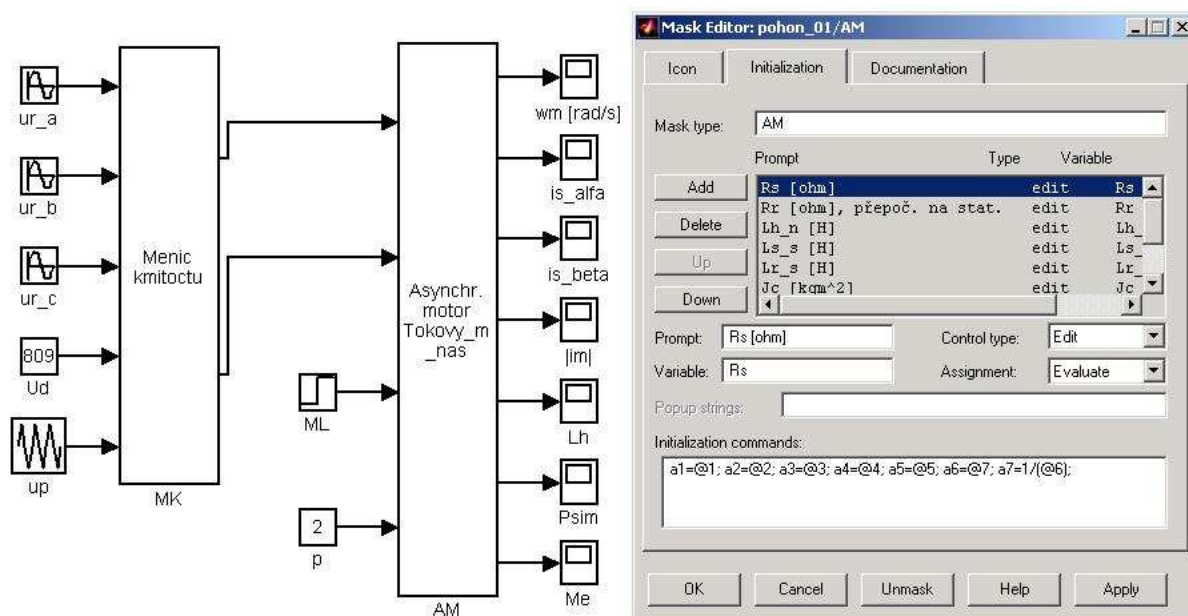
p1=1/(Lh+0.008);
p2=p1;
p3=(Lh+0.008);

out(1)=p1;
out(2)=p2;
out(3)=p3;
out(4)=Lh;
out(5)=Psim;

end;
```


Příloha [2]

Simulační model pohonu obsahující subsystém s blokovou strukturou tokového modelu asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu



Obr. P. 2.1. Blokové schéma simulačního modelu pohonu s tokovým modelem asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu napájeným z měniče kmitočtu

AM_vypoc_Lh_01.m

```
% Tokovy model AM s uvazovanim nasyceni hlavniho magnetickeho obvodu -
subsystem
```

```
% Vypocet hodnoty hlavni indukcnosti Lh
```

```
%
```

```
=====
===
```

```
% vstupy:
```

```
% in(1).....im_magnetizacni proud
```

```
% in(2).....Rs_cinny odpor faze statoru
```

```
% in(3).....Rr_cinny odpor faze rotoru (prepocteny na stator)
```

```
% in(4).....Lh_n_hlavni indukcnost (jmenovita hodnota)
```

```
% in(5).....Ls_s_rozptylova indukcnost faze statoru
```

```
% in(6).....Lr_s_rozptylova indukcnost faze rotoru (prepoctena na stator)
```

```
% in(7).....Im_n_magnetizacni proud (jmenovita hodnota)
```

```
% vystupy:
```

```
% out(1)....pl_pomocny parametr
```

```
% out(2)....p2_pomocny parametr
% out(3)....p3_pomocny parametr
% out(4)....p4_pomocny parametr
% out(5)....p5_pomocny parametr
% out(6)....p6_pomocny parametr
% out(7)....p7_pomocny parametr
% out(8)....Lh_hlavni indukcnost
% out(9)....Lh*im_magneticky tok
```

```
%
```

```
=====
===
```

```
function [out] = AM_vypoc_Lh_01(in);
```

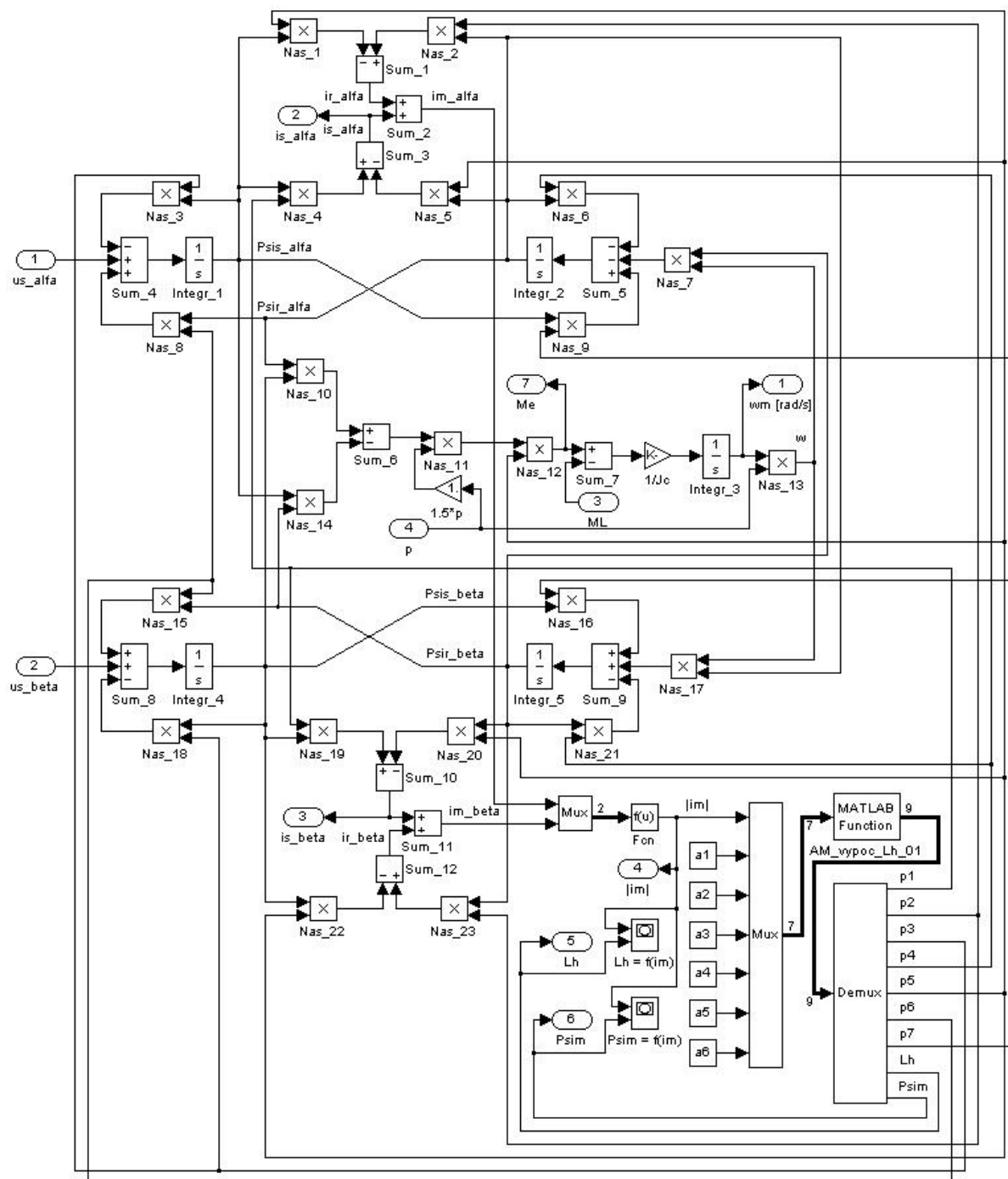
```
im=in(1);
Rs=in(2);
Rr=in(3);
Lh_n=in(4);
Ls_s=in(5);
Lr_s=in(6);
Im_n=in(7);
```

```
Lh=Lh_n*(2.5/((1+(2.5-1)*(im/Im_n))));
```

```
p1=(1)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*(Lh+Ls_s));
p2=p1;
p3=(Rs)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*(Lh+Ls_s));
p4=(Rr)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*(Lh+Lr_s));
p5=(Lh)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*((Lh+Lr_s)*(Lh+Lr_s)));
p6=(Lh*Rs)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*((Lh+Lr_s)*(Lh+Lr_s)));
p7=(Lh*Rr)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*((Lh+Lr_s)*(Lh+Lr_s)));
```

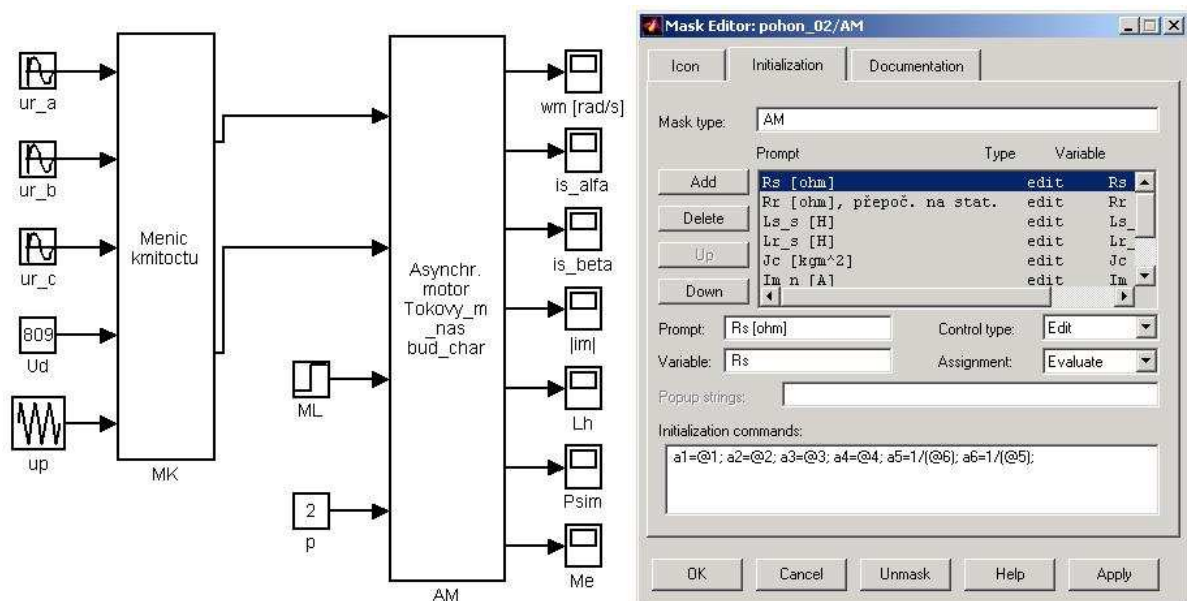
```
out(1)=p1;
out(2)=p2;
out(3)=p3;
out(4)=p4;
out(5)=p5;
out(6)=p6;
out(7)=p7;
out(8)=Lh;
out(9)=Lh*im;
```

```
end;
```



Obr. P. 2.2. Upravené blokové schéma simulačního tokového modelu asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

Simulační model pohonu obsahující subsystém s blokovou strukturou tokového modelu AM s integrovanou univerzální budicí charakteristikou



Obr. P. 2.3. Blokové schéma simulační modelu pohonu s tokovým modelem asynchronního motoru s integrovanou univerzální budicí charakteristikou napájeným z měniče kmitočtu

AM_vypoc_Lh_02.m

```
% Tokovy model AM s uvazovanim nasyceni hlavniho magnetickeho obvodu -
% subsystem
% - univerzalni budici charakteristika

% Vypocet hodnoty hlavni indukcnosti Lh
%
=====
===

% vstupy:
% in(1).....Psim_magneticky tok
% in(2).....im_magnetizacni proud
% in(3).....Rs_cinny odpor faze statoru
% in(4).....Rr_cinny odpor faze rotoru (prepocteny na stator)
% in(5).....Ls_s_rozptylova indukcnost faze statoru
% in(6).....Lr_s_rozptylova indukcnost faze rotoru (prepoctena na stator)

% vystupy:
% out(1)....p1_pomocny parametr
% out(2)....p2_pomocny parametr
% out(3)....p3_pomocny parametr
% out(4)....p4_pomocny parametr
% out(5)....p5_pomocny parametr
```

```
% out(6)....p6_pomocny parametr
% out(7)....p7_pomocny parametr
% out(8)....Lh_hlavni indukcnost
% out(9)....Psim_magneticky tok

%
=====

===

function [out] = AM_vypoc_Lh_02(in);

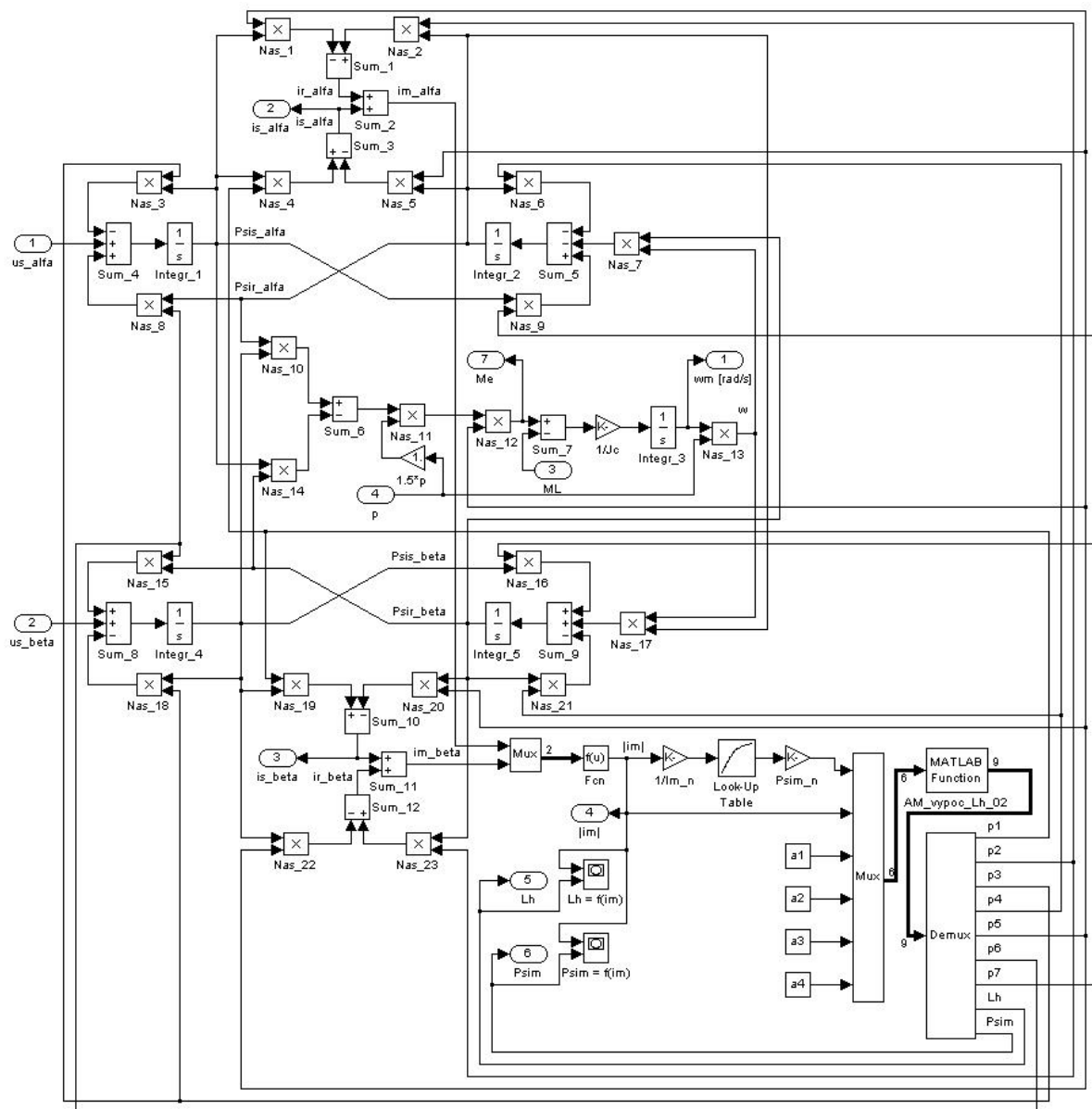
Psim=in(1);
im=in(2);
Rs=in(3);
Rr=in(4);
Ls_s=in(5);
Lr_s=in(6);

Lh=Psim/(im+1e-200);

p1=(1)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*(Lh+Ls_s));
p2=p1;
p3=(Rs)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*(Lh+Ls_s));
p4=(Rr)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*(Lh+Lr_s));
p5=(Lh)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*(Lh+Lr_s)*(Lh+Lr_s));
p6=(Lh*Rs)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*(Lh+Lr_s)*(Lh+Lr_s));
p7=(Lh*Rr)/((1-((Lh*Lh)/((Lh+Ls_s)*(Lh+Lr_s))))*(Lh+Lr_s)*(Lh+Lr_s));

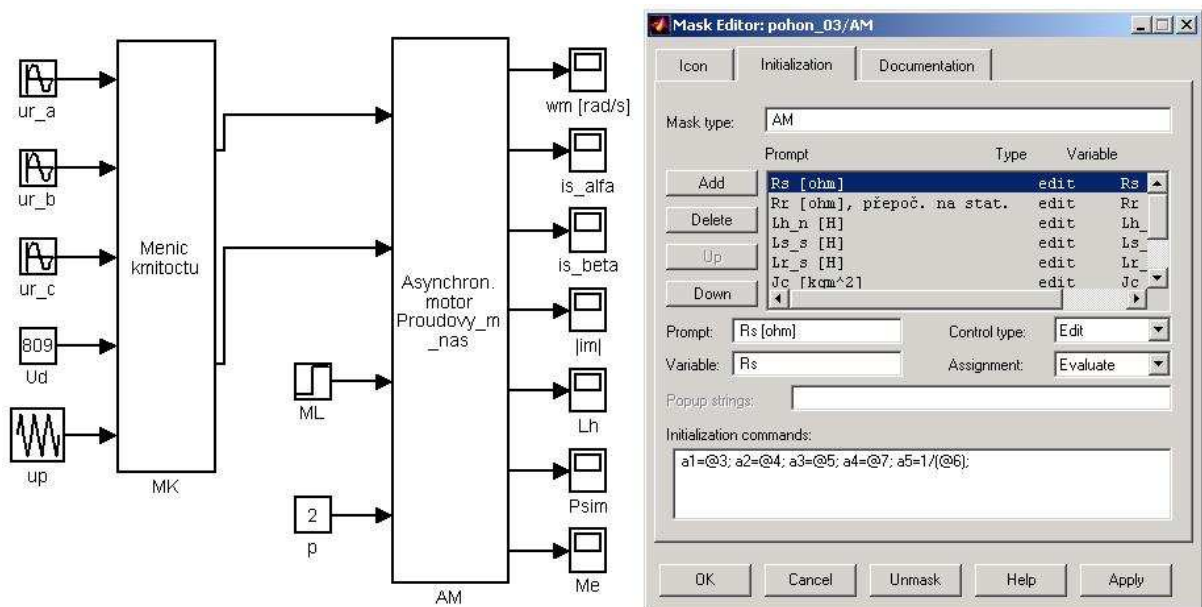
out(1)=p1;
out(2)=p2;
out(3)=p3;
out(4)=p4;
out(5)=p5;
out(6)=p6;
out(7)=p7;
out(8)=Lh;
out(9)=Psim;

end;
```



Obr. P. 2.4. Upravené blokové schéma simulačního tokového modelu asynchronního motoru s integrovanou univerzální budicí charakteristikou

Simulační model pohonu obsahující subsystém s blokovou strukturou proudového modelu asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu



Obr. P. 2.5. Blokové schéma simulačního modelu pohonu s proudovým modelem asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu napájeným z měniče kmitoctu

AM_vypoc_Lh_03.m

```
% Proudovy model AM s uvazovanim nasyceni hlavniho magnetickeho obvodu -
subsystem
```

```
% Vypocet hodnoty hlavni indukcnosti Lh
```

```
%
```

```
=====
```

```
=====
```

```
% vstupy:
```

```
% in(1).....im_magnetizacni proud
```

```
% in(2).....Lh_n_hlavni indukcnost (jmenovita hodnota)
```

```
% in(3).....Ls_s_rozptylova indukcnost faze statoru
```

```
% in(4).....Lr_s_rozptylova indukcnost faze rotoru
```

```
% in(5).....Im_n_magnetizacni proud (jmenovita hodnota)
```

```
% vystupy:
```

```
% out(1)....p1_pomocny parametr
```

```
% out(2)....p2_pomocny parametr
```

```
% out(3)....p3_pomocny parametr
```

```
% out(4)....Lh_hlavni indukcnost
```

```
% out(5)....Lh*im_magneticky tok
```

```
%
=====

function [out] = AM_vypoc_Lh_03(in);

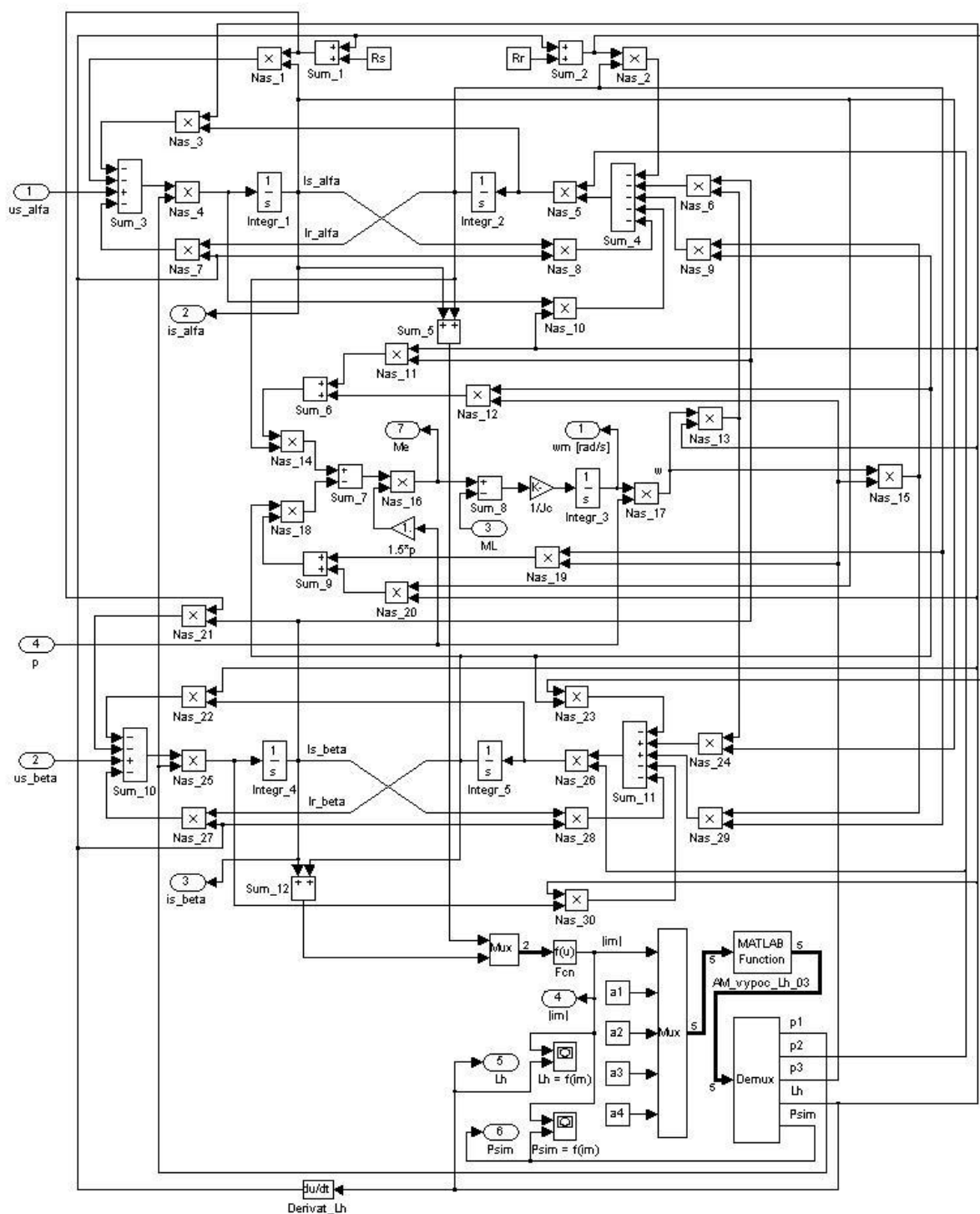
im=in(1);
Lh_n=in(2);
Ls_s=in(3);
Lr_s=in(4);
Im_n=in(5);

Lh=Lh_n*(2.5/((1+(2.5-1)*(im/Im_n))));

p1=1/(Lh+Ls_s);
p2=p1;
p3=(Lh+Lr_s);

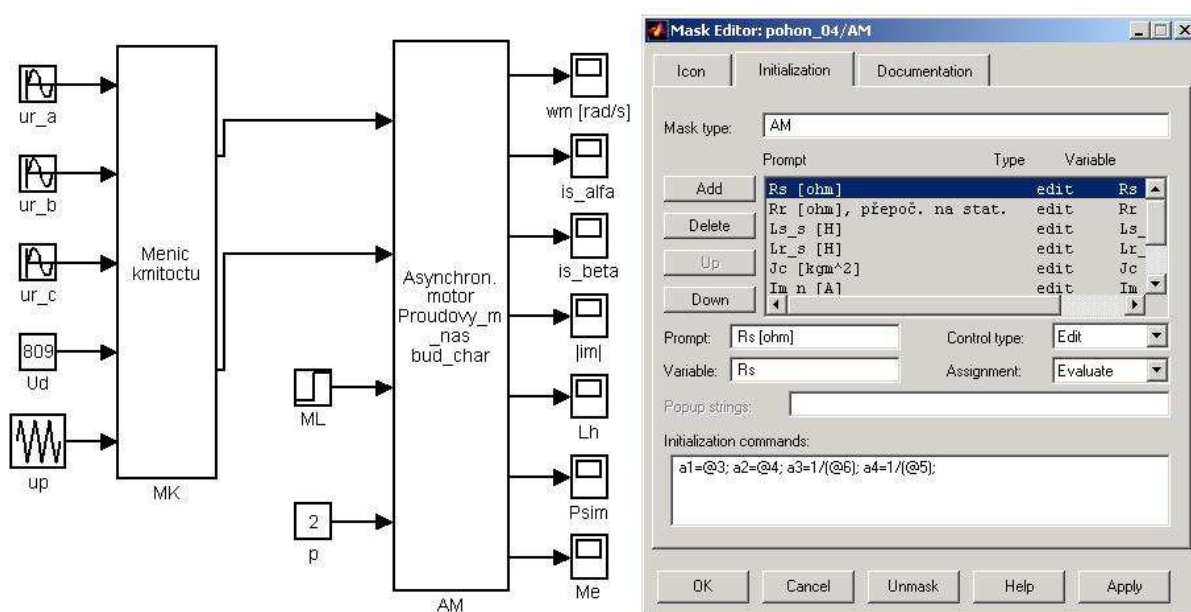
out(1)=p1;
out(2)=p2;
out(3)=p3;
out(4)=Lh;
out(5)=Lh*im;

end;
```

Obr. P. 2.6. Upravené blokové schéma simulačního tokového modelu asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

Simulační model pohonu obsahující subsystém s blokovou strukturou proudového modelu AM s integrovanou univerzální budící charakteristikou



Obr. P. 2.7. Blokové schéma simulačního modelu pohonu s proudovým modelem asynchronního motoru s integrovanou univerzální budící charakteristikou napájeným z měniče kmitoctu

AM_vypoc_Lh_04.m

```
% Proudovy model AM s uvazovanim nasyceni hlavniho magnetickeho obvodu -
subsystem
% - univerzalni budici charakteristika

% Vypocet hodnoty hlavni indukcnosti Lh
%
=====
=====

% vstupy:
% in(1).....Psim_magneticky tok
% in(2).....im_magnetizacni proud
% in(3).....Ls_s_rozptylova indukcnost faze statoru
% in(4).....Lr_s_rozptylova indukcnost faze rotoru

% vystupy:
% out(1)....p1_pomocny parametr
% out(2)....p2_pomocny parametr
% out(3)....p3_pomocny parametr
% out(4)....Lh_hlavni indukcnost
% out(5)....Psim_magneticky tok
```

```
%
=====

function [out] = AM_vypocet_Lh_04(in);

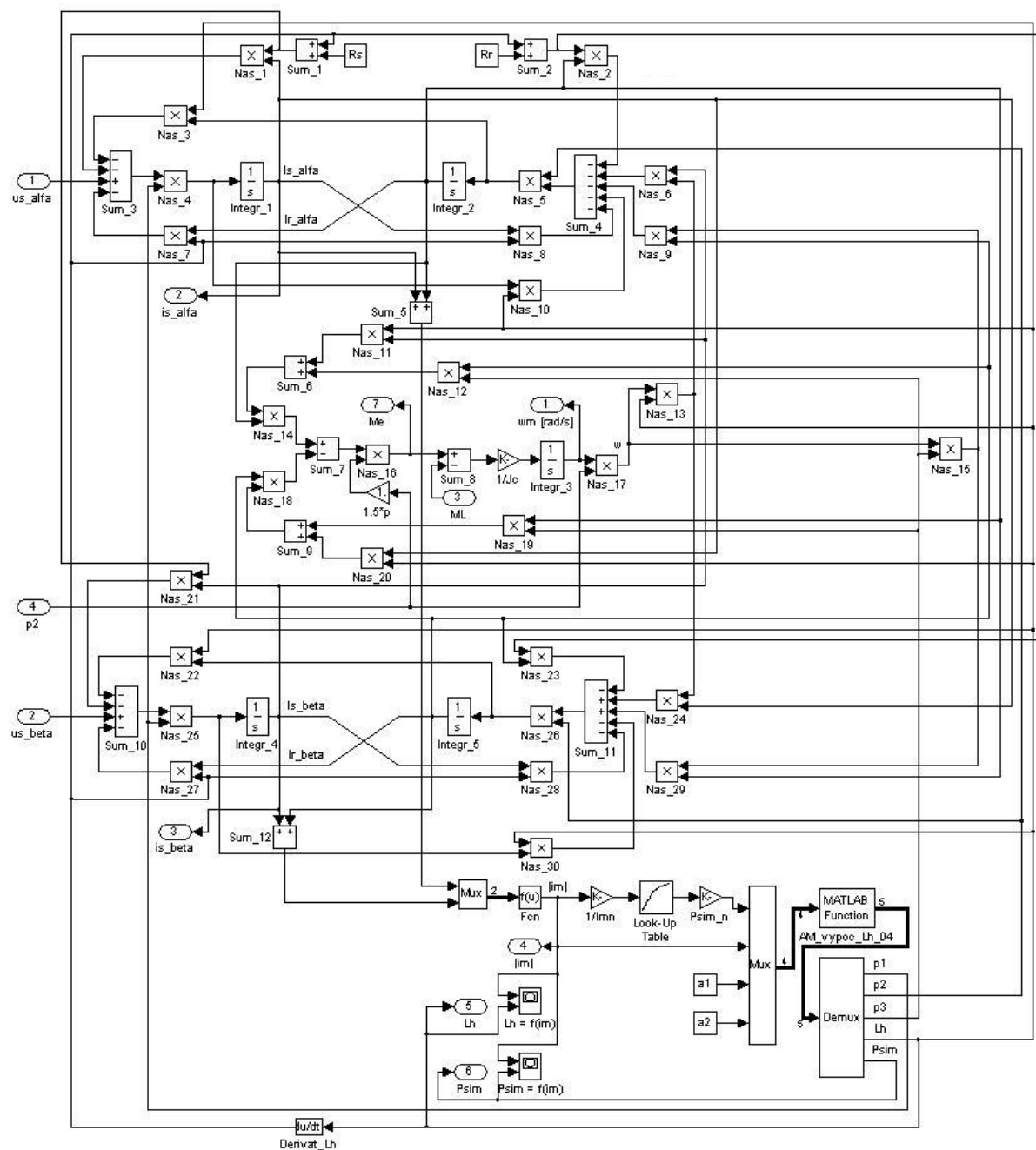
Psim=in(1);
im=in(2);
Ls_s=in(3);
Lr_s=in(4);

Lh=Psim/(im+1e-200);

p1=1/(Lh+Ls_s);
p2=p1;
p3=(Lh+Lr_s);

out(1)=p1;
out(2)=p2;
out(3)=p3;
out(4)=Lh;
out(5)=Psim;

end;
```

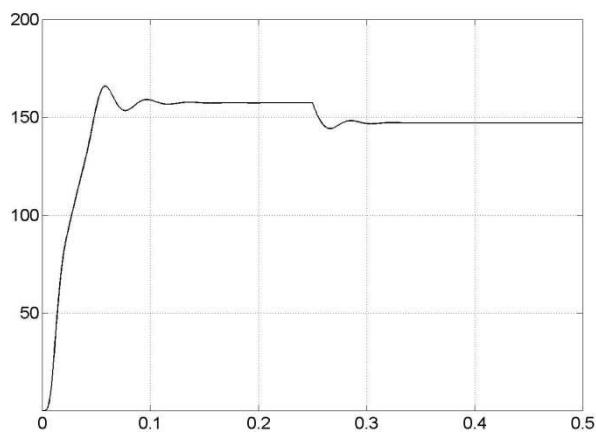


Obr. P. 2.8. Upravené blokové schéma simulačního tokového modelu asynchronního motoru s integrovanou univerzální budicí charakteristikou

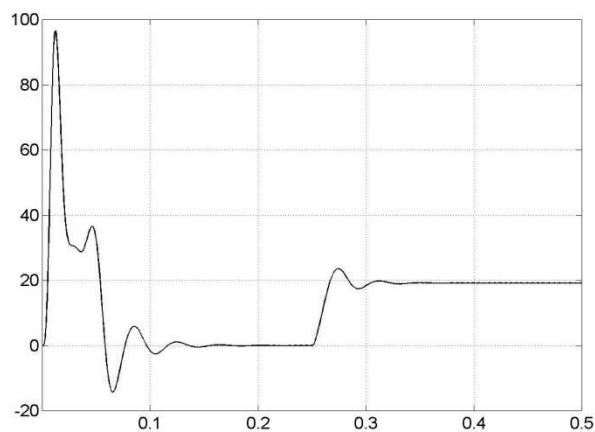
Příloha [3]

Simulace modelů asynchronního motoru při napájení harmonickým statorovým napětím U_{sn}

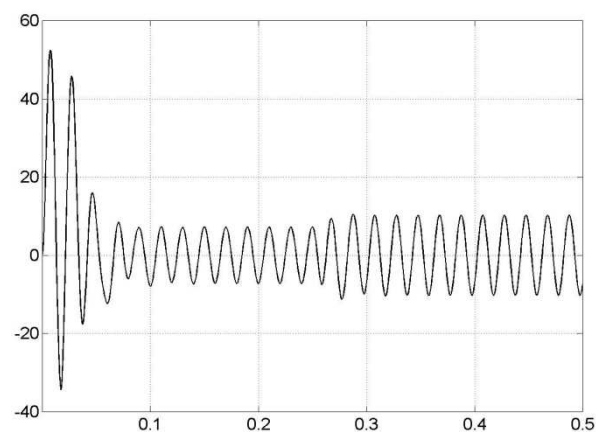
Simulace modelu asynchronního motoru bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu



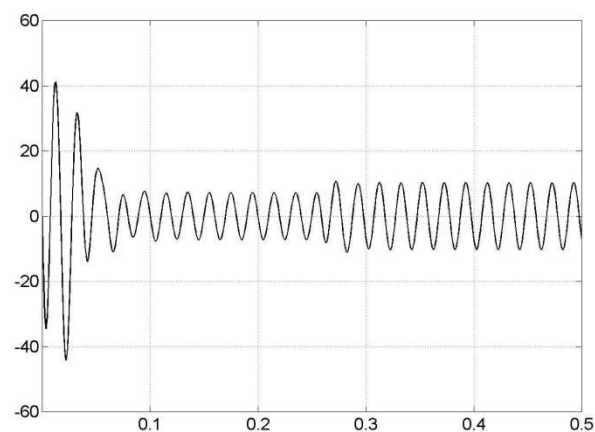
Obr. P.3.1. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]



Obr. P.3.2. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]

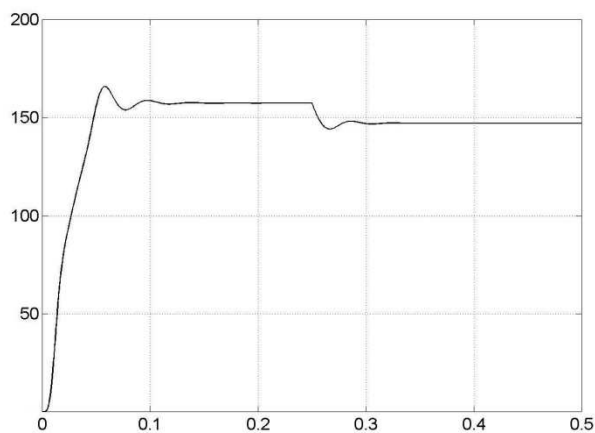


Obr. P.3.3. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]

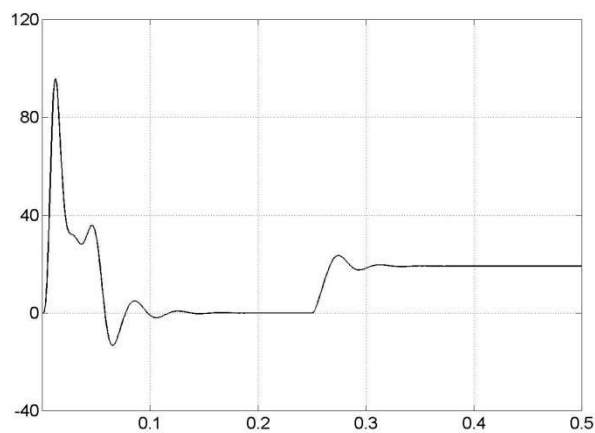


Obr. P.3.4. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]

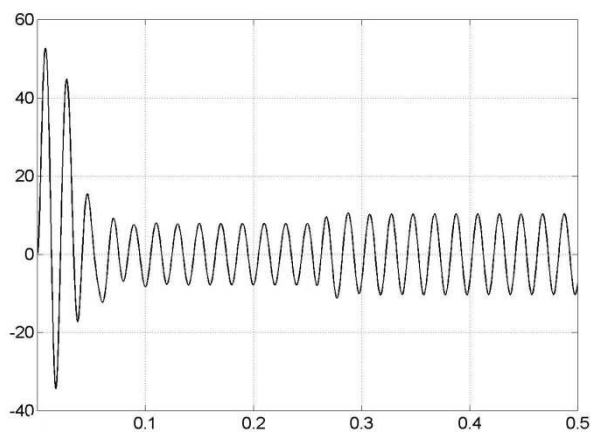
Simulace tokového modelu asynchronního motoru s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu



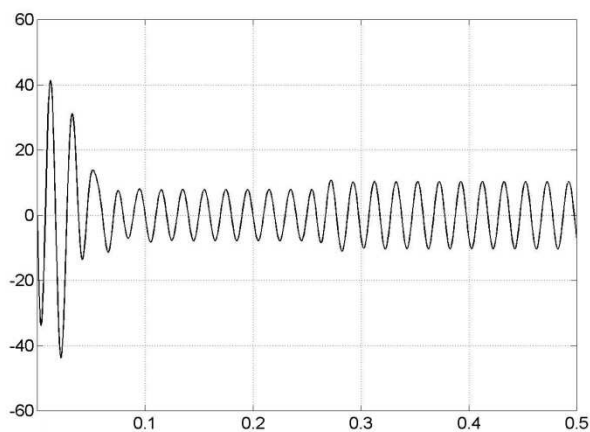
Obr. P.3.5. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]



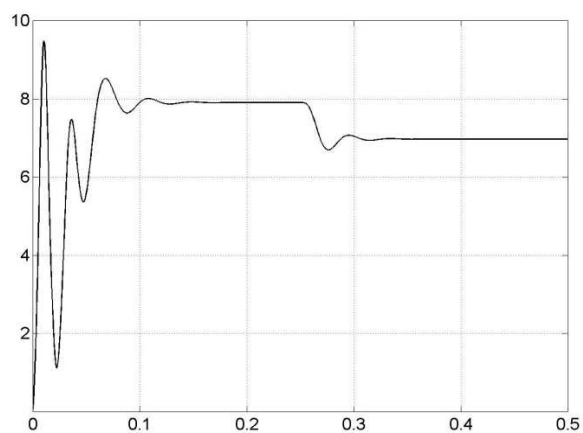
Obr. P.3.6. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]



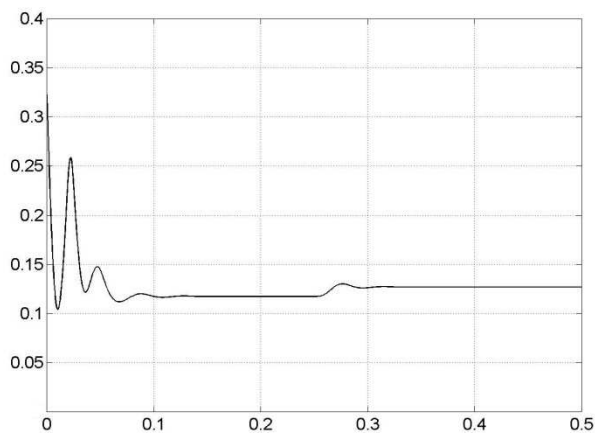
Obr. P.3.7. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]



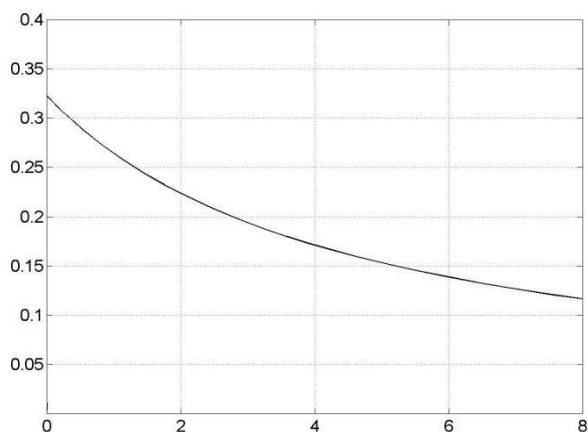
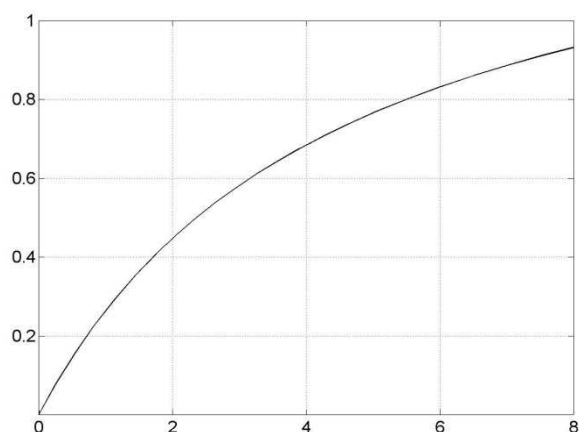
Obr. P.3.8. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]



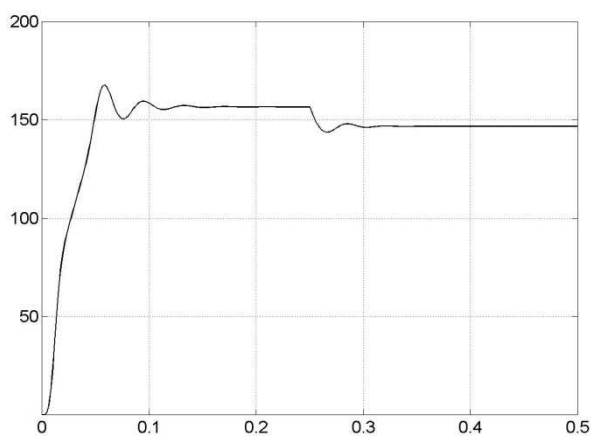
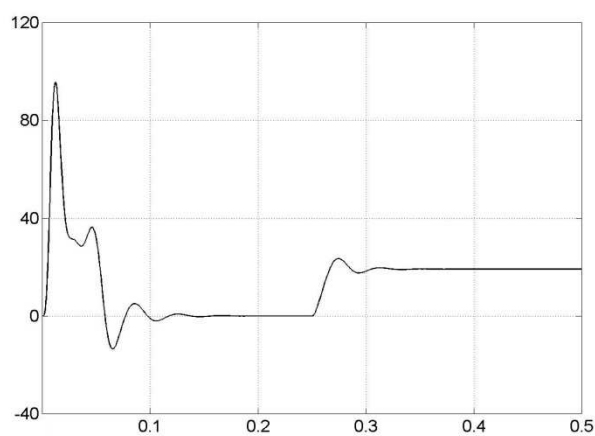
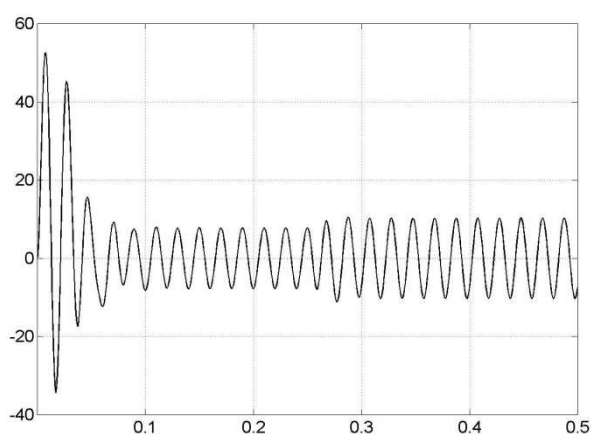
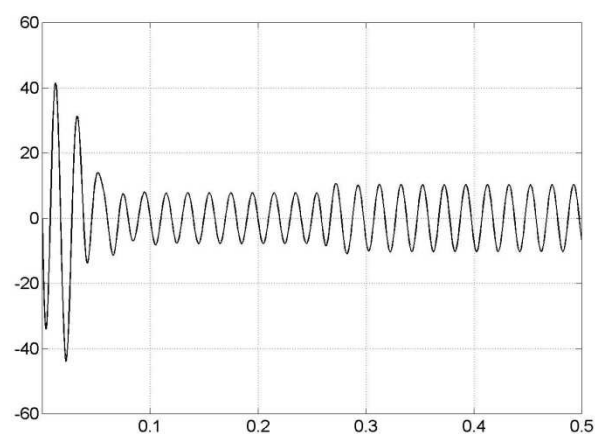
Obr. P.3.9. Průběh $i_m = f(t)$ [A, s]

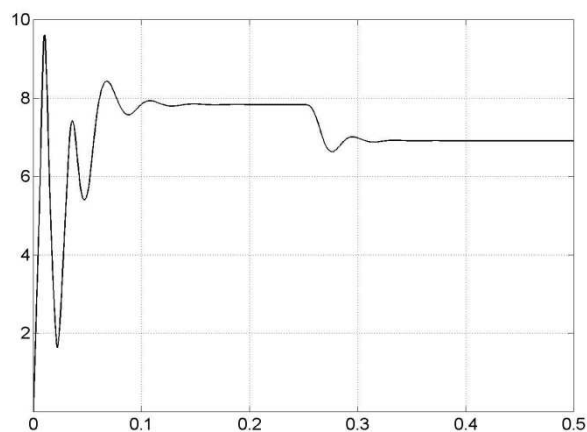
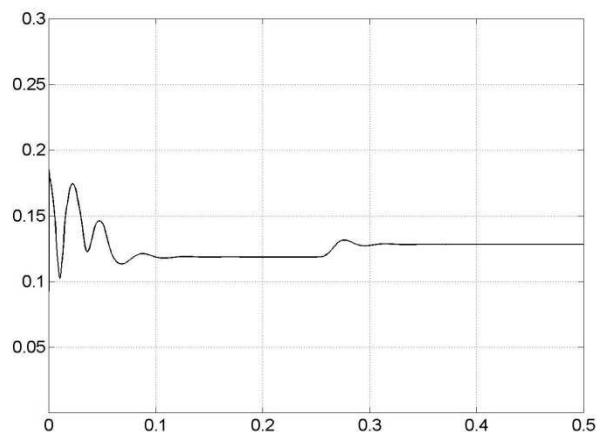
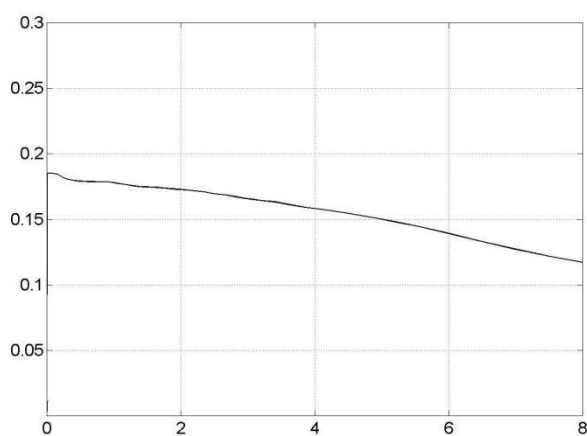
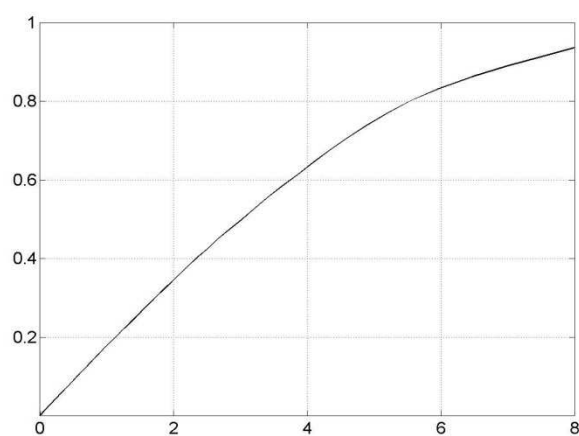


Obr. P.3.10. Průběh $L_h = f(t)$ [H, s]

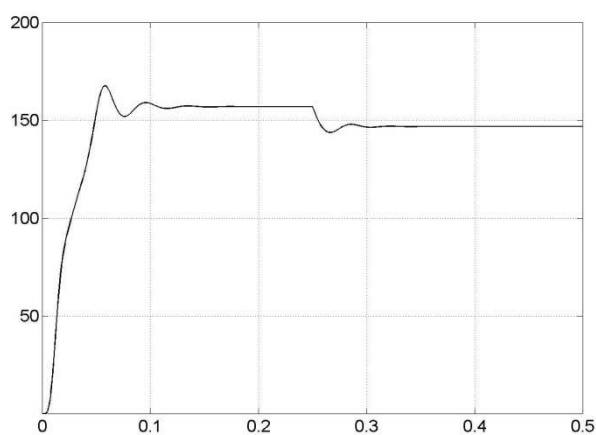
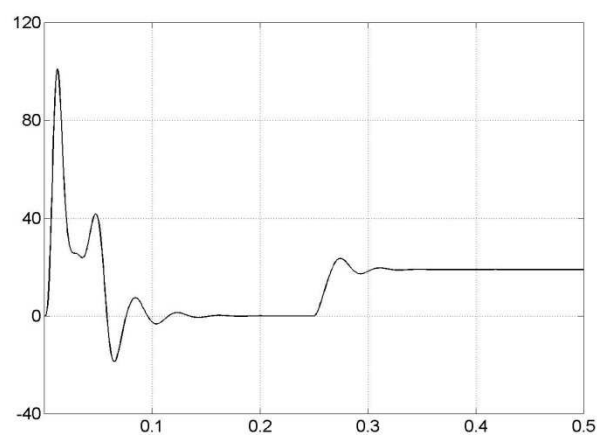
Obr. P.3.11. Průběh $L_h = f(i_m)$ [H, s]Obr. P.3.12. Průběh $\Psi_m = f(i_m)$ [Wb, s]

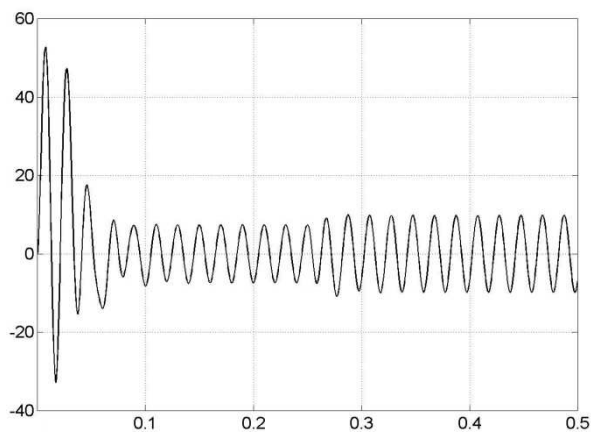
Simulace tokového modelu AM s integrovanou univerzální budicí charakteristikou

Obr. P.3.13. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]Obr. P.3.14. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]Obr. P.3.15. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]Obr. P.3.16. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]

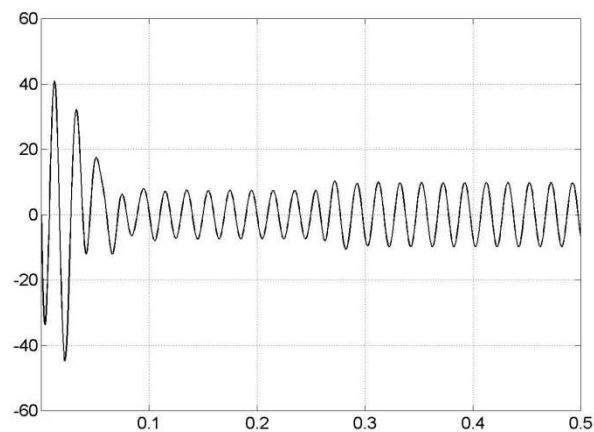
Obr. P.3.17. Průběh $i_m = f(t)$ [A, s]Obr. P.3.18. Průběh $L_h = f(t)$ [H, s]Obr. P.3.19. Průběh $L_h = f(i_m)$ [H, s]Obr. P.3.20. Průběh $\Psi_m = f(i_m)$ [Wb, s]

Simulace proudového modelu AM s uvažováním nasycení hlavního magnetického obvodu

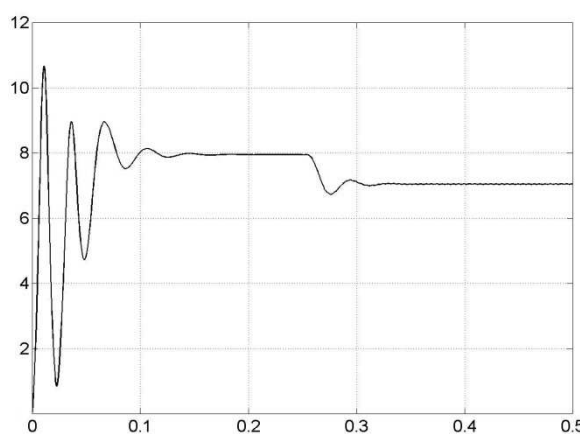
Obr. P.3.21. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]Obr. P.3.22. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]



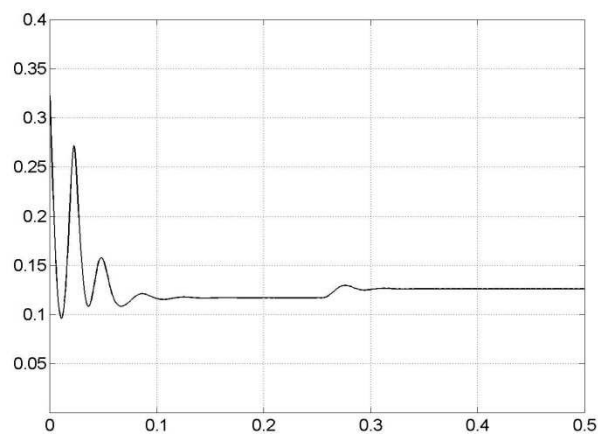
Obr. P.3.23. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]



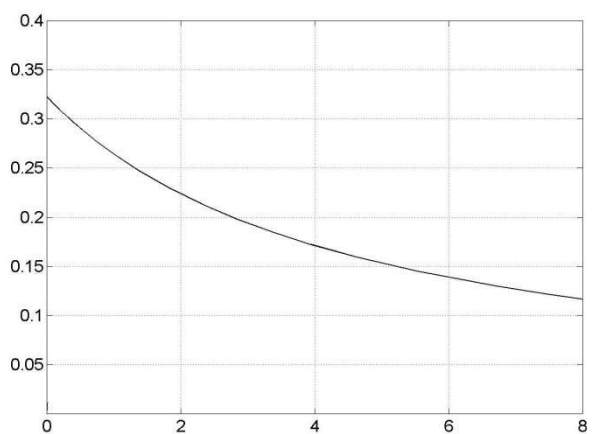
Obr. P.3.24. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]



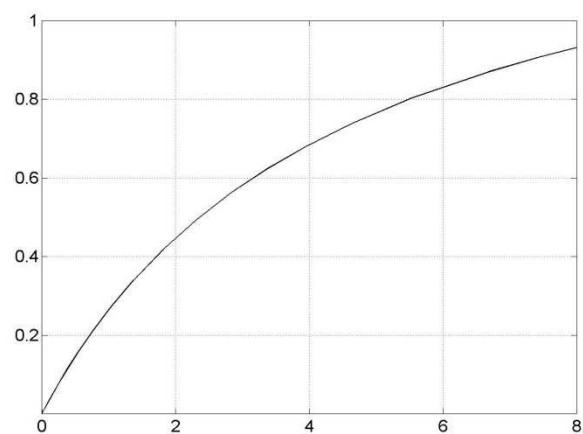
Obr. P.3.25. Průběh $i_m = f(t)$ [A, s]



Obr. P.3.26. Průběh $L_h = f(t)$ [H, s]

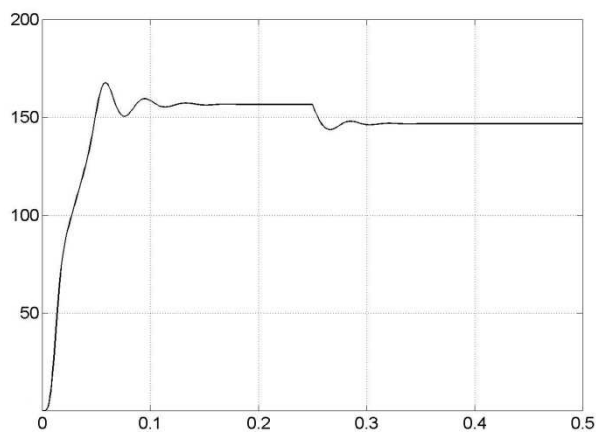


Obr. P.3.27. Průběh $L_h = f(i_m)$ [H, s]

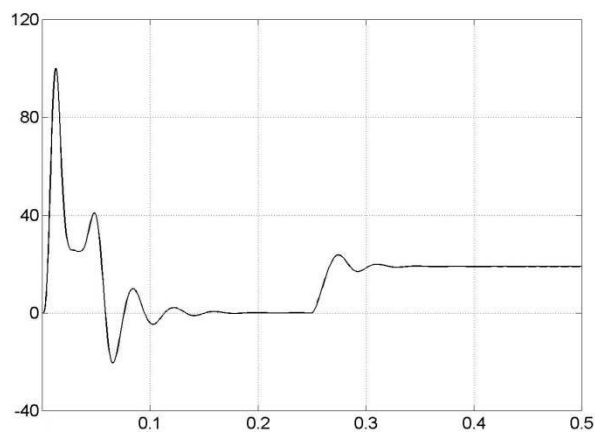


Obr. P.3.28. Průběh $\Psi_m = f(i_m)$ [Wb, s]

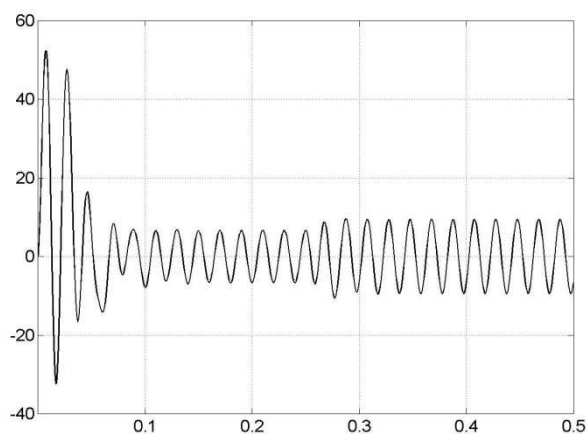
Simulace proudového modelu AM s integrovanou univerzální budící charakteristikou



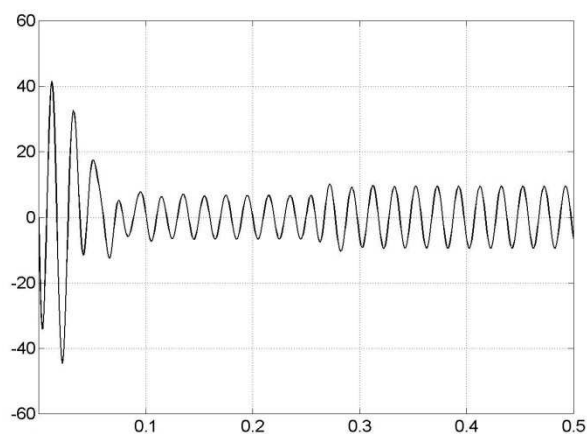
Obr. P.3.29. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]



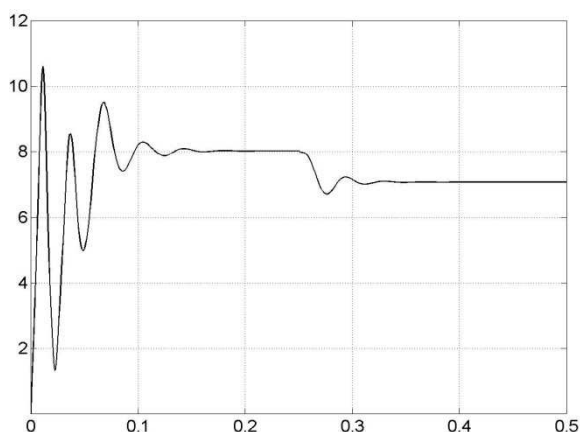
Obr. P.3.30. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]



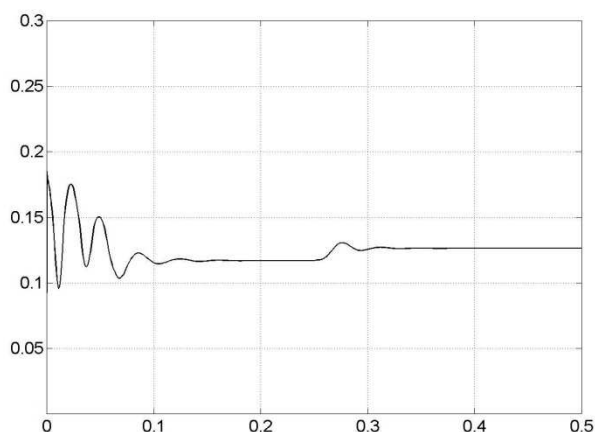
Obr. P.3.31. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]



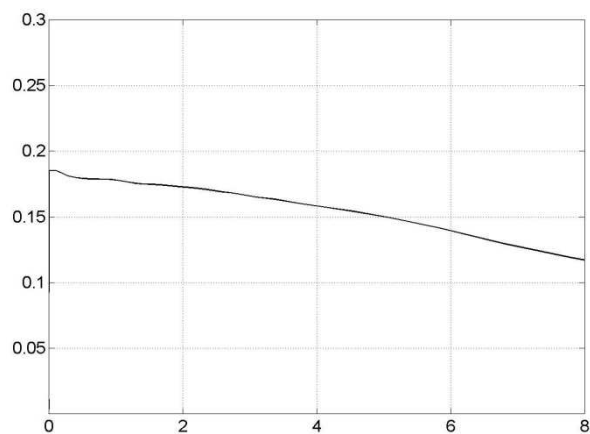
Obr. P.3.32. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]



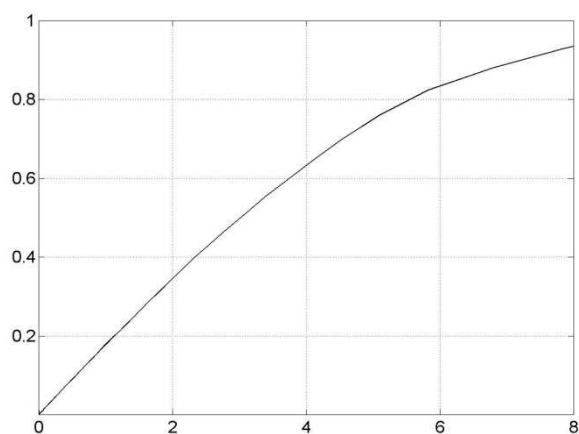
Obr. P.3.33. Průběh $i_m = f(t)$ [A, s]



Obr. P.3.34. Průběh $L_h = f(t)$ [H, s]

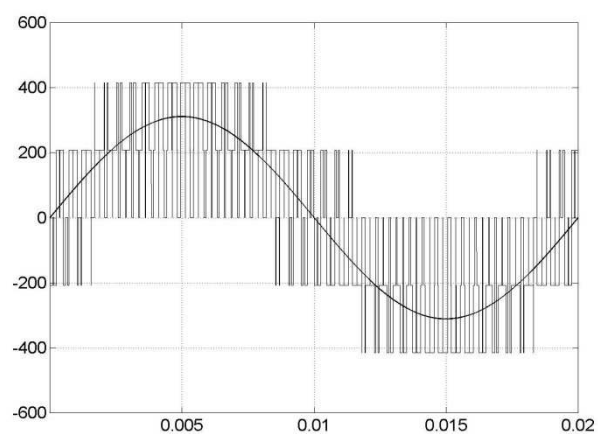


Obr. P.3.35. Průběh $L_h = f(i_m)$ [H, s]

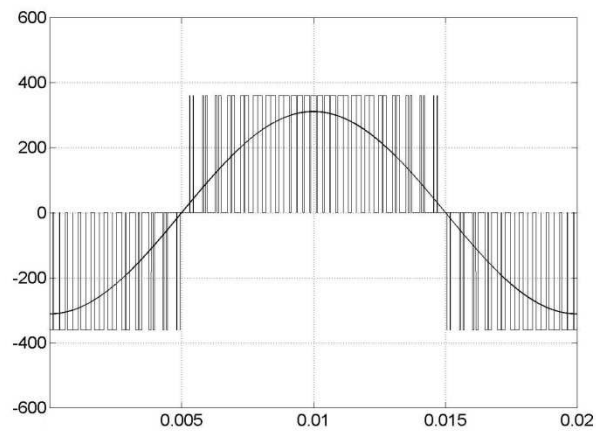


Obr. P.3.36. Průběh $\Psi_m = f(i_m)$ [Wb, s]

Simulace modelu měniče kmitočtu s napěťovým střídačem

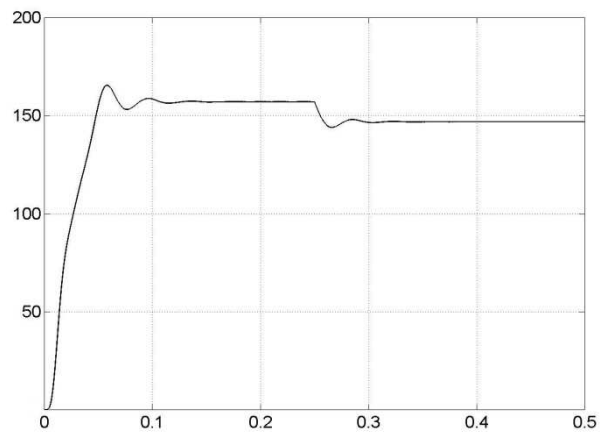
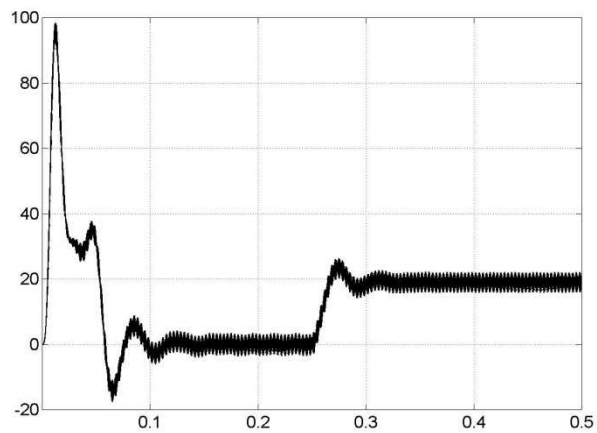
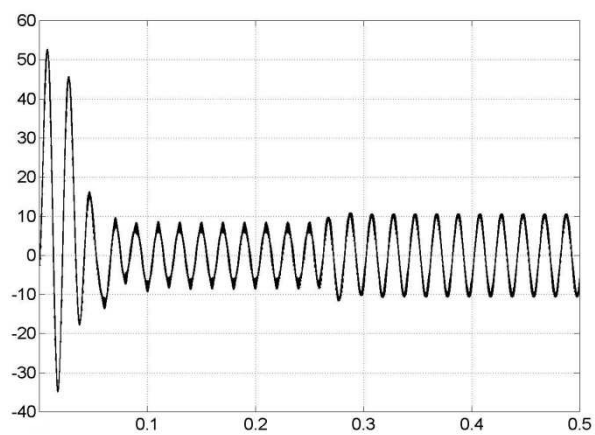
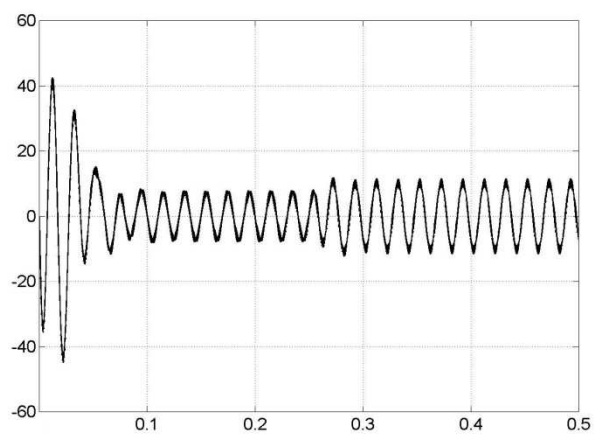


Obr. P.3.37. Průběh $u_{s\alpha} = f(t)$ [V, s]



Obr. P.3.38. Průběh $u_{s\beta} = f(t)$ [V, s]

Simulace modelu AM bez uvažování nasycení hlavního magnetického obvodu

Obr. P.3.39. Průběh $\Omega_m = f(t)$ [rad/s, s]Obr. P.3.40. Průběh $M_e = f(t)$ [Nm, s]Obr. P.3.41. Průběh $i_{s\alpha} = f(t)$ [A, s]Obr. P.3.42. Průběh $i_{s\beta} = f(t)$ [A, s]